



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

**DIAGNÓSTICO DE FALLOS EN SISTEMAS COMPLEJOS BASADO  
EN EL MÉTODO DE ANIDAMIENTO LATENTE USANDO  
REDES DE PETRI COLOREADAS E HÍBRIDAS**

**Leonardo Rodríguez Urrego**

Director:  
Emilio García Moreno

2012

# TESIS DOCTORAL

## Diagnóstico de Fallos en Sistemas Complejos basado en el Método de Anidamiento Latente usando Redes de Petri Coloreadas e Híbridas.

por

LEONARDO RODRÍGUEZ URREGO

Máster de Automática e Informática Industrial, Valencia, España

Presentado al Departamento de Ingeniería de Sistemas y  
Automática

En cumplimiento parcial de los requisitos para el grado de  
Doctor de Automática, Robótica e Informática Industrial

en

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA

Octubre 2012

© Universidad Politécnica de Valencia 2012

Firma del Autor .....  
Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática  
September 25, 2012

Certified by .....  
Dr. Emilio García Moreno  
Director de la Tesis  
Thesis Supervisor

Certified by .....  
Dr. Manuel Silva  
Revisor 1  
Thesis Supervisor

Certified by .....  
Nombre Revisor 2  
Dr. Joaquim Armengol Llobet  
Thesis Supervisor

Certified by .....  
Nombre Revisor 3  
Dr. Luis Javier Miguel González  
Thesis Supervisor

Aceptado por .....  
Dr. Pedro Albertos, Dr. Alfons Crespo  
Directores del Máster ARII



## Agradecimientos

A mi madre por su sacrificio todos estos años para permitirme ser lo que soy. A mi hermanita por ser mi amiga, compañera, entenderme y apoyarme siempre. A mi tía y mi tío por ser mi alegría y apoyo cuando más lo necesite.

A mi padre por enseñarme la recompensa del sacrificio, hubiera sido muy difícil sin sus enseñanzas. A mi abuela por enseñarme a contar con semillas fue el primer paso de muchos que me llevaron a escoger la ciencia como el camino de mi vida. A mi abuelo por enseñarme a levantarme y reír después de caerme. A ellos tres les dedico todo mi sacrificio donde quiera que estén.

Al profe Emilio por ser mi guía en estos cinco años de camino hacia mi Tesis, fue más que un tutor, un amigo y un maestro en todo el sentido de la palabra. A Paco por su confianza depositada, su apoyo incondicional durante la realización de mi tesis y todavía aún. A Tony por su ayuda y soporte en la mayoría de los momentos, así como Eduardo por poder contar con él cuando lo necesite. A todos los chicos del laboratorio porque sin ellos nunca hubiera podido culminar mi Tesis. Gracias Johel, Javi, David, MaJose, Julio, Rafa, Estebitan, Mireita, Andreita, Mariela, Abdel, Rosa, Miguel, por su ayuda, su alegría, su apoyo y su motivación día a día compartiendo en el laboratorio SDF.

Es importante para mí agradecer a dos personas sin las cuales nunca hubiera logrado esto. Al Capitán César Fernández por ser quien me abrió los ojos para empezar con este sueño, y al Padre Fernando Garzón por ser la primera piedra de este gran triunfo para mí. A los dos mirando al cielo les ofrezco este sueño cumplido.

A mis grandes amigos en Bogotá y Valencia que siempre estuvieron pendientes de mí y de mis logros en España.



# Índice

1		
Introducción . . . . .		18
1.1 Revisión del Estado del Arte . . . . .		18
1.2 Motivación . . . . .		21
1.3 Planteamiento del Problema y Objetivos . . . . .		21
1.4 Organización y Estructura de la Tesis . . . . .		22
2		
Diagnóstico de Fallos y Redes de Petri: Conceptos Fundamentales.		24
2.1 Diagnóstico de Fallos (DF) . . . . .		24
2.1.1 Definición formal y fundamentos . . . . .		24
2.1.2 Clasificación de algoritmos de diagnóstico . . . . .		25
2.2 Diagnóstico de Fallos en Sistemas de Eventos Discretos (SED's) . . . . .		31
2.3 Redes de Petri (RdP's) . . . . .		34
2.3.1 Definición formal y fundamentos . . . . .		34
2.3.2 Clasificación y tipos de RdP's . . . . .		39
3		
Redes de Petri como herramienta base para el modelado del <i>MALf</i>		42
3.1 Redes de Petri Coloreadas (RdPC's) . . . . .		42
3.1.1 Definición formal y fundamentos . . . . .		43
3.1.2 Ejemplo de RdPC's . . . . .		46
3.2 Redes de Petri Continuas e Híbridas . . . . .		54
3.2.1 Redes de Petri Continuas . . . . .		54
3.2.2 Redes de Petri Híbridas . . . . .		57
4		
Método de Anidamiento Latente de Fallos para el Diagnóstico de Fallos en Sistemas Complejos . . . . .		65
4.1 Formalización del <i>MALf</i> en Sistemas de Eventos Discretos		65
4.1.1 Definición formal y fundamentos . . . . .		66
4.1.2 Modelado inicial . . . . .		70
4.1.3 Definición del conjunto de fallos . . . . .		70
4.1.4 Lugares de anidamiento latente de fallos . . . . .		70

4.1.5	Trayectorias de verificación de fallos . . . . .	71
4.1.6	Diagnosticabilidad del modelo . . . . .	74
4.2	Formalización del <i>MALf</i> en Sistemas Híbridos. . . . .	75
4.2.1	Definición formal y fundamentos . . . . .	76
4.2.2	Modelado inicial . . . . .	78
4.2.3	Definición del conjunto de fallos . . . . .	79
4.2.4	Lugares de anidamiento latente de fallos . . . . .	80
4.2.5	Trayectorias de verificación y recuperación de fallos	81
4.2.6	Tipos de influencia en lugares continuos y estados de operación . . . . .	83
4.2.7	Firmas de fallos . . . . .	86
4.3	Diagnosticabilidad del modelo . . . . .	91
4.4	Ejemplo de la metodología . . . . .	91
5		
	Caso de Estudio: Sistema de Refrigeración y Lubricación de la Mul- tiplicadora de un Aerogenerador . . . . .	99
5.1	Características del sistema . . . . .	99
5.2	Diagnóstico de Fallos usando el <i>MALf</i> basado en <i>RdPHCDF101</i>	
5.2.1	Modelado híbrido inicial . . . . .	104
5.2.2	Modelado híbrido coloreado . . . . .	112
5.2.3	Definición del conjunto de fallos . . . . .	113
5.2.4	Lugares de anidamiento latente de fallos . . . . .	115
5.2.5	Trayectoria de verificación de fallos . . . . .	115
6		
	Análisis de Fallos Intermitentes en Semiconductores de Potencia IGBT's: Un enfoque mediante el <i>MALf</i> . . . . .	127
6.1	Introducción . . . . .	127
6.2	Fallos de Carácter Intermitente: Parámetros. . . . .	135
6.2.1	Caracterización probabilística de FIs . . . . .	136
6.2.2	Modelado Temporal de FIs . . . . .	137
6.3	Análisis, Fiabilidad y Envejecimiento de IGBTs. . . . .	141
6.3.1	Principio de Funcionamiento y Estructura. . . . .	141
6.3.2	Fiabilidad y Métodos de Prueba para el Tiempo de Vida. . . . .	142
6.3.3	Métodos de Envejecimiento Acelerado (AGING) . . . . .	148
6.4	<i>MALf</i> y su Aplicación en la Caracterización de FIs en IGBTs . . . . .	153
6.4.1	Implementación de un Banco de Pruebas para IG- BTs . . . . .	153
6.4.2	Modelado y Diagnóstico de Fallos en IGBTs. . . . .	166

6.4.3	Diagnóstico de FIs usando el <i>MALf</i> basado en RdPHCDF . . . . .	173
6.5	Análisis y Resultados de las Pruebas Experimentales . . .	185
6.5.1	Análisis de comportamiento y morfológico de IG-BTs nuevos . . . . .	185
6.5.2	Metodología para las pruebas . . . . .	188
6.5.3	Resultados de las Pruebas . . . . .	191
7	Conclusiones y líneas abiertas . . . . .	206
7.1	Conclusiones . . . . .	206
7.2	Líneas abiertas . . . . .	210



# Lista de Figuras

2-1	Clasificación de algoritmos de diagnóstico . . . . .	26
2-2	Esquema general basado en método de observadores . . .	27
2-3	Estructura árbol de fallos . . . . .	29
2-4	Lugar, transición y arco en una Red de Petri . . . . .	35
2-5	Red de Petri ordinaria marcada . . . . .	35
2-6	Nodos tipo OR . . . . .	37
2-7	Nodos tipo AND . . . . .	38
3-1	Elementos de una RdPC . . . . .	43
3-2	RdPC básica de dos lugares y una transición . . . . .	44
3-3	Sistema carretillas . . . . .	46
3-4	Modelo RdP generalizada . . . . .	47
3-5	Modelo RdPC, coloreado respecto a las carretillas . . . . .	48
3-6	Modelo RdPC, coloreado respecto a las direcciones de movimiento . . . . .	48
3-7	Modelo RdPC, coloreado total . . . . .	49
3-8	Simulación ejemplo del sistema de carretillas usando CP- NTools . . . . .	50
3-9	Línea de manufactura . . . . .	50
3-10	RdPC de la línea de manufactura, coloreado con respecto a las partes. . . . .	51
3-11	RdPC de la línea de manufactura, coloreado con respecto a las partes y a las máquinas. . . . .	53
3-12	Simulación ejemplo del sistema de manufactura usando CPNTools . . . . .	54
3-13	a) RdP continua, b) a d) Ilustración de sus macromarcados	56
3-14	Simulación en Sirphyco de la RdP Continua . . . . .	57
3-15	Simulación RdP Continua evolución del marcado . . . . .	58
3-16	Habilitación, (a) a (d) D-transición. (e) a (h) C-transición	60
3-17	(a) y (b) Influencia de la parte discreta sobre la parte continua y viceversa. (c) y (d) conversión de un marcado discreto a un marcado continuo y viceversa. . . . .	61

3-18	Modelo con RdP híbrida de un sistema de embotellado . . .	62
3-19	Simulación del sistema de embotellado de vino . . . . .	64
4-1	Modelo básico de llenado de tanque. . . . .	68
4-2	<i>MALf</i> para el lugar $P_1$ según el modelo básico . . . . .	69
4-3	Lugar k-ésimo con anidamiento latente de fallos $PALf_k$ .	72
4-4	Lugar de anidamiento latente de fallos $PALf_k$ , con trayec- toria de verificación y recuperación. . . . .	74
4-5	Modelo <i>RdPHC</i> usando el <i>MALf</i> para el modelo básico.	80
4-6	Tipos de influencia continua según el modelo híbrido . . .	84
4-7	Transiciones de fallo para ejemplos de influencia de lu- gares continuos en modelos híbridos . . . . .	89
4-8	Trayectoria para la verificación de un fallo, en este caso un comportamiento anormal del residuo de una variable continua . . . . .	90
4-9	Trayectoria para la recuperación de un fallo, en este caso un comportamiento normal del residuo de una variable continua . . . . .	90
4-10	Sistema híbrido de ejemplo . . . . .	92
4-11	Modelo Híbrido del sistema de un tanque con dos válvulas de flujo. . . . .	93
4-12	Gráfica de evolución del lugar continuo $P_5^C$ . . . . .	93
4-13	RdPHCDF para el ejemplo de llenado de un tanque. . . .	97
5-1	Esquema del sistema de lubricación y refrigeración sen- sorizado implementado en Automation Studio . . . . .	100
5-2	Modelo inicial usando RdP . . . . .	103
5-3	Modelo usando RdPC . . . . .	105
5-4	Modelo <i>RdPCDF</i> usando <i>MALf</i> . . . . .	106
5-5	Simulación del sistema hidráulico de lubricación y refrig- eración de la multiplicadora. . . . .	107
5-6	Modelo RdP Continuo del flujo de calor en el cárter. . . .	108
5-7	Modelo RdP Híbrido del sistema de refrigeración y lubri- cación de la multiplicadora de un aerogenerador . . . . .	110
5-8	Porcentaje de apertura vs temperatura ( $^{\circ}C$ ) . . . . .	111
5-9	Modelo RdP Híbrido Coloreado del sistema de refrig- eración y lubricación de la multiplicadora de un aerogen- erador . . . . .	114
5-10	Modelo de Red de Petri Híbrida utilizado como sistema real . . . . .	120
5-11	Modelo de Red de Petri Híbrida utilizado como sistema modelado . . . . .	121

5-12	Modelo del Sistema de Refrigeración y Lubricación de la Multiplicadora de un Aerogenerador usando una Rd-PHCDF basada en la Metodología de Anidamiento Latente.	122
6-1	Evolución de los fallos intermitentes por conexión a largo de la vida del componente. . . . .	128
6-2	Diagrama de causa efecto para condiciones NFF en productos electrónicos. . . . .	129
6-3	Aplicaciones de los DSEPs . . . . .	130
6-4	Probabilidad condicional de curvas de fallo . . . . .	133
6-5	Correlación de los datos de un relé con la distribución de Weibull, lognormal, exponencial y loglogística. . . . .	136
6-6	Casos de para diferentes medidas de FIs . . . . .	138
6-7	FIs con la misma densidad pero distinta dinámica . . . . .	140
6-8	Símbolo de un IGBT . . . . .	141
6-9	Estructura interna básica de un IGBT . . . . .	142
6-10	Esquema de cada test de estrés. . . . .	144
6-11	Gráfico del Modelo de Arrhenius . . . . .	146
6-12	Gráfico del Modelo de Eyring . . . . .	147
6-13	Gráfica para análisis Weibull en ensayos acelerados . . . . .	148
6-14	Gráfico de dispersión de la temperatura vs. transiente de tensión del pico de conmutación de un solo IGBT . . . . .	150
6-15	Flanco de bajada (desactivación), decaimiento de la $I_{CE}$ por envejecimiento en el IGBT. . . . .	151
6-16	Esquema preliminar del circuito necesario como banco de pruebas. . . . .	154
6-17	Esquema completo del banco de pruebas. . . . .	155
6-18	Circuito básico excitador de IGBT para análisis de métodos AGING y FIs. . . . .	155
6-19	Condiciones de operación recomendadas . . . . .	157
6-20	Circuito excitador de IGBT con driver para análisis de métodos AGING y FIs. . . . .	159
6-21	Plano de conexión de cada tarjeta de control. . . . .	161
6-22	Plano de pistas de cada tarjeta de control. . . . .	162
6-23	Conexión general de los 4 módulos para control y diagnóstico de IGBTs . . . . .	162
6-24	Ubicación del IGBT y la PT100 en el plato calefactor. . . . .	163
6-25	Banco de pruebas AGING y FIs en IGBTs . . . . .	164
6-26	Estructura básica del software implementado . . . . .	165
6-27	Estructura del software implementado para el diagnóstico de fallos y monitorización del estado de IGBTs . . . . .	166

6-28	Código e Implementación de Librería para RdPs Coloreadas e Híbridas. . . . .	167
6-29	Sistema de visualización y monitorización del software implementado. . . . .	168
6-30	Diagrama simplificado de un IGBT y su señal de control. . . . .	169
6-31	Circuito básico de IGBT mostrando las capacitancias parásitas. . . . .	171
6-32	Formas de onda de conmutación de IGBTs . . . . .	173
6-33	Modelo de comportamiento en conmutación de un IGBT usando RdPHC . . . . .	175
6-34	Formas de onda de $V_{GE}$ y $V_{CE}$ normalizadas para el caso libre de fallas. . . . .	178
6-35	Formas de onda de $V_{GE}$ y $V_{CE}$ normalizadas para el caso de fallo del tipo circuito abierto. . . . .	178
6-36	Formas de onda de $V_{GE}$ y $V_{CE}$ normalizadas para el caso de fallo del tipo corto circuito. . . . .	179
6-37	Modelo para el diagnóstico de FIs usando el $MALf$ . . . . .	182
6-38	Modelo de comportamiento en conmutación de un IGBT usando RdPHCDF basada en el $MALf$ . . . . .	184
6-39	$I_{CE}$ vs $V_{CE}$ con una tensión de gate $V_G = 7V$ . Para 5 IGBTs nuevos controlados con driver. . . . .	185
6-40	IGBT Nuevo. Foto tomada después de realizar la prueba mediante el SEM . . . . .	186
6-41	Imagen del análisis SEM para un IGBT nuevo. . . . .	187
6-42	Imágenes del análisis SEM/EDS para la placa de silicio del emisor. . . . .	187
6-43	Imágenes del análisis SEM/EDS para la unión. . . . .	188
6-44	SSdE por CT para el IGBT 10 . . . . .	192
6-45	SSdE por CT para el IGBT 18 . . . . .	192
6-46	Fallo tipo $f_1$ circuito abierto IGBT 14. a) Número de conmutación donde se producen los fallos. b) Fallos ocurridos cada media hora. . . . .	194
6-47	Fallo tipo $f_2$ corto circuito IGBT 14. a) Número de conmutación donde se producen los fallos. b) Fallos ocurridos cada media hora. . . . .	194
6-48	Foto final del análisis mediante el SDFI que muestra la corriente del IGBT 22. . . . .	195
6-49	Fallo tipo $f_2$ corto circuito IGBT 22. Número de conmutación donde se producen los fallos. . . . .	196
6-50	SSdE con driver, por CT y carga $R_C = 5\Omega$ para el IGBT 26 . . . . .	196
6-51	SSdE sin driver, por CT y carga $R_C = 5\Omega$ para el IGBT 26	197

6-52	Fallo tipo $f_1$ circuito abierto IGBT 30. a) Número de conmutación donde se producen los fallos. b) Fallos ocurridos cada media hora. . . . .	198
6-53	SSdE sin driver, por CT y carga $R_C = 10\Omega$ para el IGBT 34 . . . . .	199
6-54	Fallo tipo $f_1$ circuito abierto IGBT 38. a) Número de conmutación donde se producen los fallos. b) Fallos ocurridos cada media hora. . . . .	200
6-55	Fallo tipo $f_2$ corto circuito IGBT 38. a) Número de conmutación donde se producen los fallos. b) Fallos ocurridos cada media hora. . . . .	200
6-56	SSdE sin driver, por CT y carga $R_C = 5\Omega$ para el IGBT 42	201
6-57	Imágenes del análisis SEM/EDS para la unión del IGBT 14. . . . .	202
6-58	Imágenes del análisis SEM/EDS para la unión del IGBT 26. . . . .	203
6-59	Imágenes del análisis SEM/EDS para la unión del IGBT 34. . . . .	203
6-60	Imágenes del análisis SEM/EDS para la unión del IGBT 42. . . . .	204
6-61	Imágenes del análisis SEM/EDS en a unión del gate del IGBT 18. . . . .	204
6-62	Imágenes del análisis SEM/EDS en a unión del gate del IGBT 26. . . . .	205
6-63	Imágenes del análisis SEM/EDS en a unión del gate del IGBT 42. . . . .	205
7-1	Figura A1.1 Lectura PT100 del Cárter . . . . .	214

# Notación

$DF_{Tj}$	Densidad de Fallos Temporal
$MALf$	Método de nidamiento Latente de fallos
$Cp$	Calor específico de un cuerpo determinado
$C$	Conjunto de marcas del tipo coloreadas
$C_0$	Función compuesta $\{D, C\}$ que indica el tipo de lugar discreto o continuo
$Ck$	Color $K$ asociado a un conjunto de marcas coloreadas $C$
$Ef$	Notación compuesta para la validación de $Tf$ en el análisis discreto y residual
$Er$	Notación compuesta para la validación de $Tr$ en el análisis discreto y residual
$f_i$	Fallo de tipo individual $i$
$f_i f_k$	Fallo de tipo simultaneo; tanto fallo $i$ como fallo $k$
$f_i^q$	Fallo de tipo individual $i$ , asociado a la subred $q$
$h$	Función Híbrida indica para todos los nodos si es del tipo discreto o continuo
$M$	Es el vector de marcado de una $RdP$
$M_i$	Es el marcado del lugar $P_i$
$M_0$	Es el marcado inicial de un modelo $RdP$
$M(PLNf_k(\bullet q))$	Marcado normal $q$ para el lugar de anidamiento latente $k$
$M_i[Tf_k/Ch_jM_{i+1}]$	Si para un marcado $i$ se cumple el disparo de la transición de fallos $k$ respecto al color $j$ , se produce un marcado $i + 1$
$*M_0$	Es el vector de marcados alcanzables de un modelo $RdP$
$MEFs$	Máquinas de Estados Finitos
$DSEPs$	Dispositivos Semiconductores de Electrónica de Potencia
$OS_f$	Vector de estados de operación en fallo de un sistema continuo o híbrido
$OS_r$	Vector de estados de operación en recuperación de un sistema continuo o híbrido
$FIs$	Fallos Intermitentes
$P$	Es un conjunto finito y no vacío de lugares
$PLNf$	Es el conjunto de lugares de Anidamiento Latente
$PVf$	Es el lugar de verificación de fallos
$IGBT$	Isulated Gate Bipolar Transistor
$P^D$	Es un conjunto finito y no vacío de lugares discretos

$P^C$	Es un conjunto finito y no vacío de lugares continuos
$Post$	Es el conjunto de lugares de salida de la transición $T$
$CT$	Ciclado Térmico
$SEE$	Sobre Estrés Eléctrico
$r(t)$	Residuo de un lugar de tipo continuo
$RdPs$	Redes de Petri
$RdPC$	Red de Petri Coloreada
$SSdE$	Sistemas de Seguimiento del Estado
$RdPH$	Red de Petri Híbrida
$RdPHA$	Red de Petri Híbrida Autónoma
$RdPHD$	Red de Petri Híbrida Diferencial
$RdPCDF$	Red de Petri Coloreada para el Diagnóstico de Fallos
$RdPHCDF$	Red de Petri Híbrida Coloreada para el Diagnóstico de Fallos
$sm$	mapa de sensores de un sistema general
$SR$	Vector de lecturas de sensores
$sr_{ji}(M_k)$	Vector de $m$ componentes de medida de la misma variable $j$ para un marcado $k$
$SROV$	Conjunto binario de posibles lecturas de sensor
$SROVev$	Conjunto binario de posibles lecturas de sensor para valores esperados
$SROVuev$	Conjunto binario de posibles lecturas de sensor para valores no esperados
$SEDs$	Sistemas de Eventos Discretos
$Sf_i(k)$	Firma de fallos para el análisis residual en un lugar de anidamiento latente $i$
$T^D$	Es un conjunto finito y no vacío de transiciones discretas
$SEM$	Microscopio Electrónico de Barrido
$T^C$	Es un conjunto finito y no vacío de transiciones continuas
$T$	Es un conjunto finito y no vacío de transiciones
$TF$	Es el conjunto de transiciones que representan el fallo y recuperación
$Tf$	Es el conjunto de transiciones de fallo
$Tr$	Es el conjunto de transiciones de recuperación
$Vj$	Máxima velocidad de disparo asociada a la transición $j$

# Resumen

En esta tesis doctoral se presenta la formulación de una nueva técnica para el diagnóstico de fallos en sistemas complejos llamada el Método de Anidamiento Latente. Esta técnica, nace como respuesta a algunas tesis de doctorado predecesoras que contemplan el diagnóstico en relación a los problemas y conceptos de explosión combinatorial, descomposición modular y fallos intermitentes dando paso con esta a nuevas técnicas de diagnóstico y supervisión enfocadas hacia el mantenimiento predictivo de sistemas como lo son: el seguimiento del estado o la monitorización de la condición. En relación a esta nueva técnica de anidamiento latente, se utilizan herramientas de modelado como lo son las Redes de Petri y algunas de sus extensiones más importantes como las del tipo Coloreadas e Híbridas las cuales le dan al método su base teórica y matemática. En el contexto de diagnóstico, la metodología ofrece una nueva posibilidad para la detección de fallos en diferentes tipos de sistemas complejos ya sea por su complejidad en cuanto a señales y variables, o a su funcionamiento y aplicación. Lo anterior sin importar que su naturaleza sea discreta, continua o híbrida como en la mayoría de casos complejos. Las diferentes características de la metodología según su diseño e implementación le permiten dar un paso adelante en la resolución de problemas de diagnóstico de manera sencilla y con modelos computacionales rápidos solucionando el paradigma clásico de diagnóstico: detección, aislamiento e identificación. Junto a las formulaciones teóricas y a los modelos realizados en la tesis, se presentan los resultados experimentales y de simulaciones obtenidos en dos sistemas complejos totalmente distintos en su aplicación, que permiten ver la viabilidad del método y su implicación práctica.

Estas dos aplicaciones están enfocadas una hacia el diagnóstico de fallos en aerogeneradores (sistemas complejos de gran número de señales distintas), y la segunda al diagnóstico de fallos en semiconductores de potencia IGBTs (sistemas complejos en cuanto a su funcionamiento).

Las discusiones y demostraciones presentadas en esta tesis incluyen una descripción detallada de las implicaciones que llevaron a la consecución de este nuevo método, una base teórica para su desarrollo y las aplicaciones experimentales como prueba de su funcionamiento.



# Abstract

This thesis presents the development of a new technique for fault diagnosis in complex systems called the Latent Nesting Method. This technique, created in response to some predecessors dissertation which provide the diagnosis in relation to the problems and concepts of combinatorial explosion, modular decomposition and intermittent faults with this giving way to new diagnostic and monitoring techniques geared toward predictive maintenance systems such as: monitoring the state or condition monitoring. In relation to this new technique of nesting latent modeling tools are used such as Petri Nets and some of its most important extensions such as the Coloured and hybrid type which give the method its theoretical basis and mathematical. In the context of diagnosis, the methodology offers a new possibility to detect different types of failures in complex systems either because of their complexity in terms of signals and variables, or its operation and application, regardless of their nature is discrete, continuous or hybrid as in most complex cases. The different characteristics of the methodology, as its design and implementation allow us to take a step forward in solving diagnostic problems in a simple and fast computational models solving the classic paradigm of diagnosis: detection, isolation and identification. Along with the theoretical formulations and models made in the thesis, we present the experimental results and simulations from two totally different complex systems in their application, which see the feasibility of the method and its practical implication.

These two applications are geared toward diagnosing a failure in wind turbines (complex systems of many different signals), and the second to the diagnosis of failures in IGBT power semiconductors (complex systems in their operation).

Discussions and demonstrations presented in this thesis include a detailed description of the implications that led to the achievement of this new method, a theoretical basis for its development and applications of experimental and test operation.

# Resum

En aquesta tesi doctoral es presenta la formulació d'una nova tècnica per al diagnòstic de fallades en sistemes complexos anomenada el Mètode de Anidament Latent. Aquesta tècnica, neix com a resposta a algunes tesis de doctorat predecessores que contemplen el diagnòstic en relació als problemes i conceptes d'explosió combinacional, descomposició modular i fallades intermitents donant pas amb aquesta a noves tècniques de diagnòstic i supervisió enfocades cap al manteniment predictiu de sistemes com són: el seguiment de l'estat o el monitoratge de la condició. En relació a aquesta nova tècnica de anidament latent, s'utilitzen eines de modelatge com són les Xarxes de Petri i algunes de les seves extensions més importants com les del tipus Acolorides i Híbrides les quals li donen al mètode la seva base teòrica i matemàtica. En el context de diagnòstic, la metodologia ofereix una nova possibilitat per a la detecció de fallades en diferents tipus de sistemes complexos ja siga per la seva complexitat quant a senyals i variables, o al seu funcionament i aplicació, sense importar que la seva naturalesa siga discreta, contínua o híbrida com en la majoria de casos complexos. Les diferents característiques de la metodologia segons el seu disseny i implementació li permeten fer un pas endavant en la resolució de problemes de diagnòstic de manera senzilla i amb models computacionals ràpids solucionant el paradigma clàssic de diagnòstic: detecció, aïllament i identificació. Al costat de les formulacions teòriques i als models realitzats en la tesi, es presenten els resultats experimentals i de simulacions obtinguts en dos sistemes complexos totalment diferents en la seva aplicació, que permeten veure la viabilitat del mètode i la seva implicació pràctica.

Aquestes dues aplicacions estan enfocades una cap al diagnòstic de fallades en aerogeneradors (sistemes complexos de gran nombre de senyals diferents), i la segona al diagnòstic de fallades en semiconductors de potència IGBTs (sistemes complexos pel que fa al seu funcionament). Les discussions i demostracions presentades en aquesta tesi inclouen una descripció detallada de les implicacions que van portar a la consecució d'aquest nou mètode, una base teòrica per al seu desenvolupament i les aplicacions experimentals com a prova del seu funcionament.

# Capítulo 1

## Introducción

En la actualidad una de las áreas de investigación profundamente estudiada debido a temas de seguridad, fiabilidad, viabilidad y economía es el área de diagnóstico de fallos. Esta área garantiza algunos estados de comportamiento de un sistema una máquina o un proceso para la detección, aislamiento y recuperación de los fallos, o hasta la prevención de estos mismos. Así mismo, esta área tiene una alta implicación actual en cualquier sistema de tipo industrial sin importar su aplicación ni complejidad, encontrando aplicaciones tan variadas como la energía nuclear, las naves aeroespaciales, las energías renovables, y aplicaciones tan particulares pero igual de complejas como la robótica y la micro y nanoelectrónica.

Este trabajo, se fundamenta en la representación de un modelo para el diagnóstico de fallos utilizando una técnica llamada el Método de Anidamiento Latente de fallos (*MALf*), basada en una herramienta para la modelación de sistemas de eventos discretos (SEDs) llamada Redes de Petri (RdP) y más exactamente una extensión de estas mismas en este caso las (RdPC) o Redes de Petri Coloreadas como plataforma de modelado. Sin embargo, para la aplicación del *MALf* en sistemas complejos fue necesaria la incorporación de modelos para fallos en sistemas híbridos (discretos y continuos) para lo cual también se formalizó el método usando Redes de Petri Híbridas (RdPH). Así mismo, fue importante la formalización del método enfocado hacia fallos del tipo intermitente viendo la fortaleza del *MALf* en este tipo especial de fallos.

### 1.1 Revisión del Estado del Arte

La técnica de Diagnóstico de Fallos comenzó a ser planteada alrededor de los años setenta, inicialmente trabajada solo para sistemas lineales. Con

el paso de los años, las investigaciones se fueron intensificando buscando mejorar aspectos tales como seguridad, eficiencia, mantenimiento y fiabilidad de plantas industriales, obteniendo nuevos métodos y modelos para las técnicas de diagnóstico, algunos de estos modelos utilizan técnicas de inteligencia artificial como lógica difusa, redes neuronales, sistemas expertos y algunos otros. Según Chen y Patton [1] la definición de diagnóstico de fallos en un sistema es una monitorización del mismo sistema que es usada para detectar fallos y diagnosticar su localización y significancia en dicho sistema.

Existen dos métodos globales para el desarrollo del diagnóstico de fallos en un sistema. El primer camino, es usando redundancia por hardware donde se multiplica la cantidad de dispositivos del sistema y se utiliza usualmente un sistema de votación para detectar la ocurrencia de un fallo y su localización en el sistema, teniendo como principal problema los altos costes de equipos y componentes instalados. El segundo camino, es el método de redundancia analítica donde la principal función para la detección y aislamiento de fallos es la relación entre variables usando un modelo analítico del sistema monitorizado capaz de describir razonablemente la aproximación del comportamiento del sistema durante su operación normal. Las diferencias entre el modelo realizado y la monitorización del comportamiento real entrega unas diferencias o residuos analizados para decidir la ocurrencia o no de algún tipo de fallo; algunos importantes trabajos de este tipo de métodos se pueden ver en: [2], [3], [4].

Actualmente uno de los procesos profusamente estudiados en el área de diagnóstico de fallos es el de plantas y procesos químicos donde tanto el control como los sistemas de diagnóstico de gran cantidad de variables se tornan demasiado complejos y necesitan de nuevas y robustas técnicas para el diagnóstico de sistemas complejos. Entre estos métodos se encuentran las técnicas de modelado de eventos discretos (SEDs) donde según [5] son un excelente método de modelado para sistemas complejos. Entre las diferentes técnicas de SEDs se encuentran las Redes de Petri (RdP) introducidas en la literatura gracias a la tesis doctoral de Carl Adam Petri [6] como herramienta para la simulación de las propiedades dinámicas de sistemas complejos mediante modelos gráficos de procesos concurrentes. Su estudio ha tenido un auge importante a través del tiempo gracias a la gran cantidad de aplicaciones que se les ha encontrado. Estas redes son muy eficientes en el modelado de sistemas de eventos discretos, caracterizando el comportamiento e interacción de distintos subprocesos que cooperan en los objetivos de un sistema. El formalismo aportado en conceptos tales como sincronismo, concurrencia, exclusión mutua, y compartición de recursos son de especial interés y

han aportado una mayor capacidad y potencia de representación en los modelos resultantes que los realizados mediante Máquinas de Estados Finitos (MEFs). Algunos de los trabajos más relevantes en el área de RdPs se encuentran, [7], [8], [9]. Adicionalmente, las RdP aportan la capacidad de aplicar técnicas de fusión de lugares que permite reducir el tamaño de los modelos resultantes. Algunos ejemplos de diagnóstico de fallos utilizando RdP [10], [11], [12], [13], [14], [15]. Esta capacidad de síntesis en la representación de modelos, se acentúa aún más con las denominadas Redes de Petri Coloreadas (RdPC). Estas RdPC fueron formuladas por Kurt Jensen [16], [9] siendo diseñadas con el propósito general de ser una estructura gráfica basada en una RdP útil para especificar, diseñar y analizar sistemas concurrentes que contribuyen a la posibilidad de aplicar técnicas de fusión para poder representar distintos subprocesos concurrentes que coexisten en la misma estructura gráfica de la RdP. También las RdPC, permiten que en sus arcos se asignen funciones con capacidad de transformaciones lineales, lo cual, permite una gran variabilidad funcional al modelo final. Las aplicaciones de las RdPC más importantes actualmente están acentuadas en el campo de las telecomunicaciones donde los paquetes de información, los protocolos y las redes necesitan ser extensamente modeladas para verificar conflictos, sincronización, concurrencia y control de datos. Sin embargo, algunos otros campos como los sistemas embebidos y el diagnóstico de fallos también hace parte dentro de esta extensión de las RdP. Para una mayor información algunos trabajos que muestran las aplicaciones prácticas de las RdPC se pueden ver en la siguiente literatura [17], [18], [19], [20].

En sistemas complejos la implicación de variables continuas es indispensable en el tratamiento de señales a la hora del control y del diagnóstico, lo cual implica la utilización de técnicas continuas o híbridas en su caso por la conjunción con variables discretas. Este dilema es tenido en cuenta ya en las técnicas clásicas de diagnóstico de fallos nombradas anteriormente, sin embargo y debido a la utilización de las RdPC como herramientas de trabajo, es más eficiente seguir utilizando esta técnica de modelado matemático para la interacción de variables continuas. Por lo anterior es imprescindible tener en cuenta las técnicas de RdP Continuas e Híbridas desarrolladas en varios trabajos como, [21], [22], [23], [24], [25]. Sin embargo el desarrollo de RdP continuas e híbridas en este trabajo se fundamenta principalmente en los trabajos René David y Hassane Alla [26]. Todas estas características de sincronismo y concurrencia de las RdP añadidas a las técnicas de fusión de las RdPC y a la sinergia con las RdP continuas e híbridas le dan la robustez necesaria para ser aplicada al diagnóstico de fallos en

cualquier proceso complejo siendo el motivo principal de desarrollo de este trabajo.

## 1.2 Motivación

El diagnóstico de fallos en SEDs es implementado rigurosamente en [27], [28], [29], donde se utiliza una metodología general para construir diagnosticadores de fallos a partir de modelos de eventos discretos que realizan la función de control del proceso. La principal ventaja de esta metodología es que transforma todos los modelos individuales en un diagnosticador global capaz de diagnosticar y aislar fallos múltiples. La principal desventaja es que debido a que tiene que tener en cuenta cada estado discreto del modelo, ocurre una explosión combinatorial en procesos de complejidad creciente obteniendo modelos intratables, siendo inviable para la utilización en sistemas complejos o plantas industriales. Este problema fue resuelto en [30] donde se modulariza el sistema de diagnóstico para generar subconjuntos de diagnosticadores sencillos siendo más fácil la obtención de submodelos de análisis para el diagnóstico y aislamiento del fallo. Este nuevo modelo de análisis aunque contribuye a evitar la explosión combinatorial tiene la desventaja de que tiene que introducir nuevas funciones para evitar problemas de acoplamiento, y así, como el anterior tampoco permite que el sistema de control sea tratado en el mismo modelo que el sistema de diagnóstico. Las RdP como herramienta de modelado de SEDs donde se pueden explotar conceptos importantes tales como concurrencia, sincronismo y exclusión mutua, serían una herramienta interesante para utilizar en un sistema de diagnóstico debido a estas poderosas cualidades que poseen los modelos tratados con estas redes. Además la posibilidad de incluir el sistema de diagnóstico en el control dinámico del proceso utilizando Redes de Petri Coloreadas le darían al modelo la robustez necesaria para realizar el diagnóstico inicialmente en SEDs, y consecuentemente en sistemas continuos e híbridos, teniendo como finalidad el diagnóstico de cualquier sistema complejo.

## 1.3 Planteamiento del Problema y Objetivos

En esta tesis se propone el diagnóstico para sistemas complejos de cualquier naturaleza basado en los formalismos de Redes de Petri y más exactamente del tipo Coloreadas e Híbridas, logrando la conceptualización de un nuevo método llamado Anidamiento Latente de fallos (*MALf*).

Los objetivos principales de este trabajo son:

1. Realizar un Estado del Arte frente a los temas de Diagnóstico de Fallos y Redes de Petri para conceptualizar la metodología a presentar.

2. Conceptualizar y formalizar el Método de Anidamiento Latente de Fallos utilizando Redes de Petri Coloreadas para el diagnóstico de fallos en sistemas discretos.

3. Formalizar el *MALf* aplicado a sistemas continuos e híbridos en este caso, para formar las bases hacia el análisis de sistemas complejos.

4. Conceptualizar y clarificar la técnica realizando el diagnóstico del sistema de Refrigeración y Lubricación de la multiplicadora de un aerogenerador como ejemplo de sistema complejo de gran número de señales.

5. Focalizar el *MALf* hacia el diagnóstico temporal de Fallos Intermitentes FIs, implementando un diagnóstico de sistemas semiconductores de potencia IGBTs como ejemplo de sistema complejo en cuanto a su funcionamiento y aplicación.

## 1.4 Organización y Estructura de la Tesis

La Tesis está comprendida por siete capítulos organizados como sigue:

Capítulo 2. Se da una introducción a los conceptos fundamentales del diagnóstico de fallos, diagnóstico de fallos en sistemas de eventos discretos y RdP donde se puede conocer sus principales características, tipos y clasificaciones, así como su evolución para abordar las últimas técnicas de diagnóstico en sistemas complejos.

Capítulo 3. Este apartado describe las RdPC debido a que es la herramienta base como plataforma para la implementación del *MALf*, mostrando su formalización, sus principales ventajas y clarificándolo con algunos ejemplos. Así mismo el desarrollo de las RdP continuas e híbridas debido a su implementación en la técnica a la hora de analizar sistemas complejos.

Capítulo 4. Inicialmente se presenta la formalización del *MALf*, siguiendo unas etapas de diseño comprendidas en la realización del modelo de RdP generalizada para el comportamiento normal del sistema, definición del conjunto de fallos del sistema, ubicación de los distintos lugares de anidamiento de fallo, definición de las diferentes transiciones de fallo y recuperación, y por último, la diagnosticabilidad del modelo. En segunda instancia, se formaliza la metodología para el *MALf* en sistema híbridos, siguiendo las mismas etapas iniciales del *MALf* en RdP generalizadas, además de algunas nuevas como lo son los diferentes estados de operación híbrido y las firmas de fallos. En todo el desarrollo

de este capítulo se realizan ejemplos sencillos usando la metodología propuesta para aclarar condiciones y formulaciones.

Capítulo 5. Este apartado comprende un caso de estudio aplicado al sistema de refrigeración y lubricación de la multiplicadora de un aerogenerador utilizando la metodología de diagnóstico híbrido propuesta. Este ejemplo se enmarca en el trabajo de investigación realizado para el diagnóstico de fallos y sistemas de seguimiento del estado (*SSdE*) del proyecto europeo EOLIA.

Capítulo 6. Este capítulo se caracteriza por mostrar un estudio sobre el análisis de fallos en semiconductores de potencia y las ventajas de la aplicación del *MALf* propuesto en este tipo de componentes. La aplicación del método se realiza en un banco de pruebas que permite el diagnóstico de fallos intermitentes y el análisis de la condición del caso particular de semiconductores IGBTs.

Capítulo 7. Se presentan las conclusiones del trabajo y las líneas abiertas.



## Capítulo 2

# Diagnóstico de Fallos y Redes de Petri: Conceptos Fundamentales.

### 2.1 Diagnóstico de Fallos (DF)

#### 2.1.1 Definición formal y fundamentos

En este capítulo se introducirán los fundamentos básicos de las técnicas de diagnóstico de fallos, características, clasificación, algunos algoritmos y métodos formales.

Debido a lo extenso del temario en cuanto a diagnóstico de fallos y Redes de Petri, es imposible mostrar todos los aspectos actuales de desarrollo en estos temas. Por lo tanto, el objetivo de este capítulo es dar una introducción resumida pero concisa de los aspectos fundamentales de los estudios en estos campos.

**Definición 1** *El diagnóstico de fallos, es una monitorización de un sistema que es usado para detectar fallos y diagnosticar su localización y significancia en el mismo sistema [1].*

En general, los fallos son desviaciones del comportamiento normal en la planta o en su instrumentación, siendo separados en los siguientes tipos: fallos de procesos del tipo aditivo, fallos del proceso de tipo multiplicativo, fallos en sensores y fallos en actuadores. Estos tipos de fallos están descritos en [31]

Las tareas necesarias para el análisis y realización de un diagnóstico de fallos son:

- **Detección del fallo:** Indica si ha ocurrido o no un fallo en el sistema

- Aislamiento del fallo: Determina la localización del fallo
- Identificación del fallo: Para determinar la naturaleza y el tamaño del fallo

Generalmente, la mayoría de los tipos de diagnóstico solo realizan las fases de detección y aislamiento, sistemas referidos como del tipo FDI (Fault Detection and Identification).

Debido a la variedad de campos donde se usa el diagnóstico de fallos y los distintos problemas que solucionar con esta técnica, diferentes tipos de enfoques han surgido en la investigación de todos los procesos en tiempo real que usan técnicas de diagnóstico. La primera clasificación se da en base al uso, sea por redundancia hardware o por redundancia analítica, teniendo en cuenta la viabilidad de la segunda respecto al significativo costo que implica el equipamiento extra en plantas industriales en la redundancia hardware. Por otra parte las técnicas que usan redundancia analítica realizan relaciones funcionales entre variables del proceso para el correspondiente diagnóstico. La forma más comúnmente utilizada para realizar un diagnóstico de fallos es el análisis de residuos, donde se construye primero un modelo analítico del sistema monitorizado que sea capaz de describir razonada y aproximadamente el comportamiento del sistema. Posteriormente se compara con el comportamiento observado del sistema teniendo como resultado unas diferencias entre este análisis llamadas residuos los cuales son analizados para saber si hay o no fallo en el sistema y qué tipo de fallo según sea el análisis.

### **2.1.2 Clasificación de algoritmos de diagnóstico**

En cuanto a la clasificación está dada en tres grupos principales que son: Métodos basados en la historia del proceso, métodos basados en conocimiento y la combinación de ambos. Los métodos basados en la historia del proceso corresponden a métodos que utilizan técnicas de clasificación, reconocimiento de patrones, aproximaciones y técnicas estadísticas. Estas técnicas se clasifican en dos vertientes que son del tipo cualitativo y cuantitativo. El segundo grupo o métodos basados en el conocimiento son aquellos que necesitan un discernimiento más detallado del proceso, entre los cuales se destacan los métodos basados en observadores, grafos dirigidos, sistemas expertos y fuzzy. Estos métodos son más difíciles de implementar y requieren un mayor grado de mantenimiento. Más adelante se enunciarán algunas de estas técnicas con mayor detalle. En la figura 2-1 se puede observar la clasificación principal de los algoritmos de diagnóstico más usados.

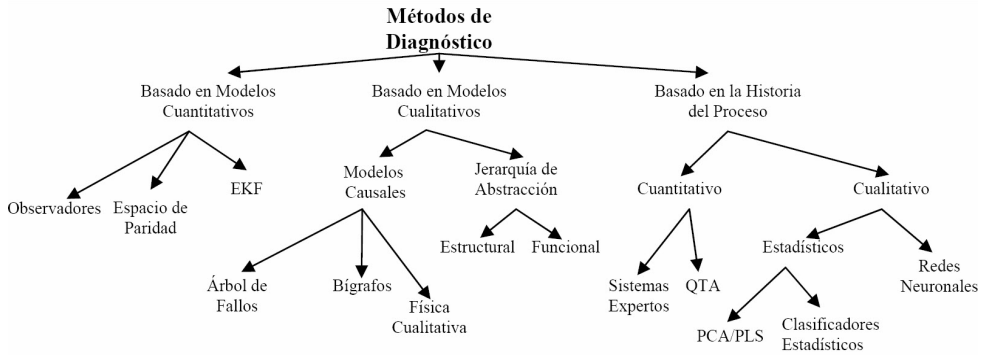


Figura 2-1: Clasificación de algoritmos de diagnóstico

El gran salto industrial hacia procesos más robustos pero complejos ha cambiado la manera de ver los aspectos de diagnóstico como un conjunto total, a pasar a desglosarlo en subconjuntos para un mejor diagnóstico local que permitan tratar cual tipo de sistema sea complejo o no. Definiendo sistema complejo como la representación de un sistema global cuyo comportamiento emerge de las interacciones entre un usual y largo número de componentes básicos, el cual es difícil describir en un solo modelo. Actualmente existen dos principales tendencias en el campo de investigación del diagnóstico de fallos para resolución de este tipo de problemas. La primera técnica es la búsqueda de metodologías adecuadas para el diagnóstico de fallos de sistemas compuestos de un razonable y pequeño número de componentes. La segunda, es encontrar metodologías distribuidas capaces de particionar un sistema complejo en las suficientes pequeñas subpartes para realizar con éxito un diagnóstico local con metodologías clásicas, y así obtener el diagnóstico global de una manera coherente al diagnóstico local.

### Métodos basados en conocimiento

Los métodos basados en conocimiento corresponden a aquellas técnicas que utilizan un detallado conocimiento del proceso a analizar. Dentro de la clasificación de estos modelos tenemos tanto los basados en modelos analíticos como en modelos cualitativos.

**Métodos Cuantitativos** El tema principal en el diagnóstico de fallos basado en modelos es la generación de residuos, cada una de las técnicas de generación de estos residuos utilizan métodos de computación

de vectores residuales. Los dos pasos principales de estos métodos son: la generación de residuos y la identificación de la causa. Entre los principales métodos de esta clasificación se tienen los basados en observadores, relación de paridad y estimación de parámetros.

En los métodos basados en observadores se pueden usar técnicas de observadores de Luenberger en sistemas determinísticos [32], [1], o filtros de Kalman en sistemas estocásticos [33], donde la estimación de salida del error es usada como un residuo. Un modelo clásico de esta configuración se puede observar en la Figura 2-2.

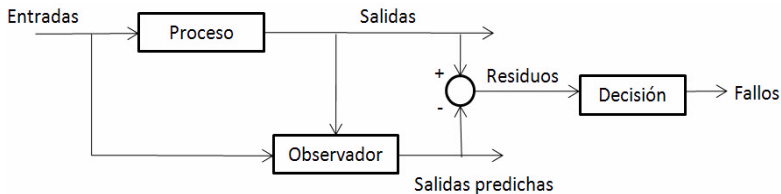


Figura 2-2: Esquema general basado en método de observadores

El método de la relación de paridad consiste en analizar la consistencia de las medidas del sistema monitorizado [1], tanto entradas como salidas y proceso. Normalmente los residuos o ecuaciones de paridad deben tener el valor de cero pero son diferentes de cero en la operación normal debido a perturbaciones del propio sistema (ruido, imprecisiones del modelo, etc).

El método basado en estimación de parámetros se basa en la premisa de que los fallos son reflejados en los parámetros del sistema físico, para esto se utilizan ecuaciones diferenciales parciales y ordinarias [3], [34]. Estos métodos tienen como principal ventaja que realizan modelos dinámicos precisos del sistema y como principal desventaja, es que computacionalmente son muy complejos para grandes procesos.

**Métodos Cualitativos** A sabiendas de que la principal desventaja de los métodos analíticos es que un modelo matemático exacto del sistema no es posible obtener, nacen otros métodos los cuales tienen la propiedad de que pueden manejar información incompleta o conocimiento acerca del sistema a tratar, particionado el espacio en un número finito de conjuntos [35]. La relación existente entre estos subconjuntos se llama restricciones y se expresan usualmente en ecuaciones diferenciales. Esta metodología describe la estructura del sistema y realiza una posterior simulación con el fin de determinar su comportamiento dado en un estado inicial [36], [37].

Por otra parte los algoritmos basados en sistemas expertos se convirtieron en la primera metodología para capturar conocimiento y sacar conclusiones a partir de un proceso. Esta técnica no es más que un programa de computador que imita el conocimiento cognitivo de un ser humano para resolver un problema específico. La persona que maneja el conocimiento es un experto particular de ese tema. Normalmente se utiliza un conocimiento base con una serie de reglas del tipo IF-THEN-ELSE y un motor de inferencia para sacar una serie de conclusiones del comportamiento del proceso. Aunque un sistema experto según su complejidad es fácil de realizar e implementar, tiene desventajas frente a nuevas condiciones que aparezcan en el proceso y que no se hayan tenido en cuenta en la base de reglas.

Los grafos de señal (Signed Directed Graphs SDG) son una herramienta gráfica que representa las variables de proceso como nodos gráficos y relaciones causales por arcos dirigidos, estos nodos o arcos dirigidos van del nodo causa al nodo efecto. Cada uno de los nodos representa un evento o variable y las flechas representan la relación existente entre los nodos. Este tipo de relaciones suelen llamarse de causa-efecto.

Dentro de técnicas que usan sistemas basados en grafos existe la denominada, el método de árbol de fallos originalmente desarrollada por los laboratorios de telefonía BELL en 1961. Los árboles de fallos son una herramienta deductiva de análisis de fallos utilizada y perfeccionada continuamente en instalaciones nucleares, aeronáuticas, espaciales y también dedicadas en la evaluación de riesgos en la industria electrónica, química y petroquímica. Este método parte de la previa selección de un “suceso no deseado o evento que se pretende evitar”, sea este un accidente de gran magnitud o sea un suceso de menor importancia. Con este suceso se pretende averiguar en cualquier caso los orígenes del mismo evento; un ejemplo sería: “Fallo en rodamiento”, origen: Temperatura alta de rodamiento. El árbol de fallos está compuesto por un fallo de cabecera y unos subfallos que forman nodos en niveles inferiores y superiores, dando el aspecto de árbol. Estos niveles se conectan con puertas lógicas del tipo AND u OR. El árbol, se desarrolla de esta forma hasta llegar a unos “sucesos básicos”, denominados así porque no precisan de otros anteriores a ellos para ser explicados. Una ventaja inherente de los árboles de fallo es que ofrecen una representación gráfica transparente de la relación causa-efecto de los fallos de un sistema [38].

Los árboles de fallos se deben realizar siguiendo un procedimiento como el de la figura 2-3.

Este tipo de análisis gráfico es usado como herramienta base en las industrias más importantes del mundo y aunque puede llevar años

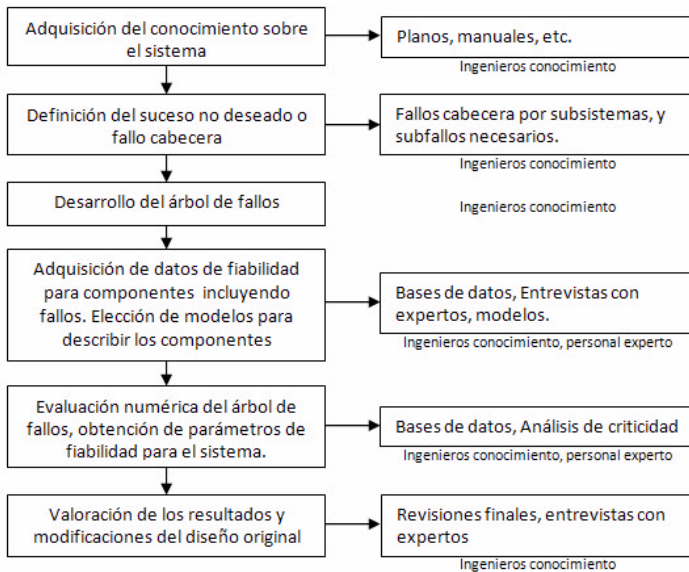


Figura 2-3: Estructura árbol de fallos

conformar un conocimiento heurístico capaz de completar una estructura de árbol de forma robusta, es usado fielmente por su sencillez y robustez en procesos complejos ya sean en sistemas petroquímicos o aeroespaciales [39].

Otra técnica fusionada y muy ventajosa es la lógica difusa y los sistemas expertos donde mejora evidentemente la técnica basada en reglas dándole un carácter difuso a las reglas. Esta técnica es colocada normalmente en el grupo de técnicas basadas en la historia del proceso debido a que utiliza este tipo de información para la construcción de las reglas difusas.

### Métodos basados en la historia del proceso.

Estos métodos lo único que necesitan del sistema es una cantidad de registros en cuanto a históricos de datos. Este análisis tiene varios caminos para representar los datos en forma de históricos en un conocimiento para el sistema de diagnóstico. A esta acción se le conoce como extracción de características. Uno de los principales métodos para este tipo de extracción es el uso de sistemas expertos. Otros clasificadores conocidos son las Redes Neuronales las cuales son del tipo no estadístico, mientras que el Análisis de Componentes Principales (PCA) y Mínimos Cuadrados Parciales (PLS) son del tipo de extracción

de características estadísticas.

Entre los métodos de reconocimiento de patrones, las Redes Neuronales Artificiales son la aproximación más usada [40]. Este tipo de redes tienen muy buenas propiedades para ser usadas en diagnóstico de fallos. Estas redes, aprenden a diagnosticar fallos gracias al entrenamiento de datos, además son muy tolerantes al ruido y también es importante resaltar su capacidad de adaptación on-line como una propiedad interesante para ser aplicada en un sistema de diagnóstico. Una de las redes más interesantes en el área de diagnóstico de fallos es la red neuronal supervisada ya que es capaz de generar y clasificar arbitrariamente regiones en el espacio. Un ejemplo claro de diagnóstico de fallos en un proceso industrial usando redes neuronales se puede ver en [41].

Una técnica estadística clásica usada en diagnóstico de fallos es el Análisis de Componentes Principales (PCA), propuesto por Pearson en 1901 y desarrollado profundamente por Hotelling en 1947. Esta técnica es de análisis multivariable y es usada hoy en día en procesos de gran cantidad de información normalmente en la industria química [42]. La técnica PCA es una técnica netamente estadística que permite reducir la dimensión de los modelos de la planta con el uso de dependencias lineales entre las variables. Los componentes principales son la selección de un nuevo sistema coordinado obtenido a partir de la rotación de las variables originales y proyectando luego estas en un espacio definido reducido por pocos componentes principales, donde los datos son escritos adecuadamente en un camino más simple y significativo.

Otra técnica estadística es el Análisis de Tendencias Cualitativa (QTA), importante en el diagnóstico de fallos no solo en aspectos de diagnóstico sino en el seguimiento de estado de las variables más importantes del sistema para prevenir posibles fallos futuros. Este análisis transforma los datos o variables del proceso en descripciones de sus tendencias en una forma explícita y significativa en tiempo real [43]. Esta aplicación ha sido realizada a través de una metodología basada en la extracción multiescala de tendencias de procesos. Hoy en día todavía es motivo de investigación esta técnica estadística. Esta técnica en base al monitoreo y diagnóstico de fallos tiene tres componentes principales que son: el lenguaje usado para representar la tendencia de los sensores, el método usado para identificar los elementos fundamentales del lenguaje de los datos provenientes del sensor y el uso para realizar diagnóstico de fallos.

## Métodos basados en combinaciones

Algunos métodos en función de combinar sus fortalezas se fusionan para tener más robustez, entre estos los métodos Neuro-Fuzzy (NF) han sido desarrollados para combinar la capacidad de reconocimiento de patrones y adaptabilidad con la capacidad de inferencia. La idea principal de este método es obtener un diagnóstico adaptativo y con capacidad de aprendizaje [44].

## 2.2 Diagnóstico de Fallos en Sistemas de Eventos Discretos (SED's)

En el apartado anterior se describió un breve resumen de los principales métodos usados en diagnóstico de fallos en sistemas continuos hablando con respecto a la dinámica del proceso, por lo que falta hablar de aquellos en donde su evolución o dinámica de proceso es del tipo discreta siendo de un interés especial para este trabajo. Estos sistemas de dinámica discreta son denominados de sistemas de eventos discretos o (SEDs).

Es de importancia conocer que la mayoría de los procesos industriales actuales son de naturaleza híbrida, esto quiere decir que combinan variables del tipo continuo y discreto en el mismo sistema.

Un proceso de naturaleza discreta parte del hecho de que todas las variables del conjunto son del tipo no presencia-presencia, falso-verdadero, existe o no existe, 0-1, etc. Por lo tanto los desarrollos para este tipo de técnicas de diagnóstico en SEDs utilizan Lenguajes Regulares, Grafos de Estado, Máquinas de Estado Finito (MEFs) y un sistema basado en grafos muy difundido actualmente las llamadas Redes de Petri (RdPs). Algunos trabajos recientes que usan estas herramientas para el diagnóstico se pueden ver en [45], [46].

Los enfoques principales han sido trabajos en MEFs [29], pero recientemente los trabajos enfocados en RdPs tienden a desplazar a estos debido a su potencia matemática y su formalismo gráfico. A continuación se citarán algunos de los enfoques más usados y los más recientes debido a que la investigación se centra en el diagnóstico de fallos en sistemas complejos.

Una de las metodologías principales utiliza los modelos de eventos discretos para a partir de estos construir los diagnosticadores de fallos [47], [28], [10], esta metodología transforma todos los modelos individuales en un diagnosticador global capaz de llevar a cabo el diagnóstico de fallos múltiples. Esta técnica tiene un inconveniente si es aplicada a procesos complejos de mediana y alta escala y es la explosión combinatorial que ocurre si se incrementan el número de dispositivos



que integran el proceso. Este problema es resuelto en [30], donde se descomponen los procesos en subsistemas y se realizan modelos de eventos discretos generando familias de diagnosticadores sencillos. Otra solución más reciente es utilizando los diagramas de decisión binaria ordenada (OBDD) según la estimación del estado del sistema en el tipo on-line. Esto se realiza codificando los estados del sistema como funciones booleanas siendo representadas usando OBDD para unos pesos dados en una Red de Petri limitada [48].

Otra metodología aplica el concepto de diagnosticabilidad donde se asume una información disponible a través de una función de salida [5]. Los problemas se tratan de forma separada según el tipo de diagnóstico si es del tipo off-line u on-line. El problema de diagnóstico off-line es un problema de verificación donde se realizan una serie de pruebas al proceso utilizando secuencias de comandos y se observa su comportamiento en las salidas resultantes de acuerdo a lo establecido o programado como comportamiento normal. El diagnóstico de tipo on-line se realiza mientras el sistema se encuentra en la secuencia de operación normal. Este tipo de diagnóstico comprueba la secuencia de funcionamiento normal y tiene en cuenta los posibles sucesos de carácter incontrolable que puedan ocurrir durante el proceso de diagnóstico.

Los métodos basados en Redes de Petri tienen un énfasis importante en esta investigación debido a que esta se fundamenta en el uso de las Redes de Petri Coloreadas para realizar el diagnóstico. Esta clasificación de RdPs así como su aplicación hacia diagnóstico se explicarán más adelante. La gran potencialidad que tienen tanto gráfica como matemáticamente las RdPs les da una ventaja amplia sobre el uso de las MEFs. Algunos trabajos como en [49], [50], [51] usan RdPs para el diagnóstico de fallos en redes eléctricas, donde se modela utilizando los lugares en representación de líneas, nodos, relés e interruptores, y las transiciones modelan las transiciones de fallo y el tiempo entre que el relé detecta el fallo de corriente y cierra los contactos para actuar sobre los interruptores del circuito.

Otros enfoques más genéricos utilizando RdPs y árboles de fallos para un sistema de fabricación automatizada se pueden ver en [28], donde se estructura el modelo en tres fases. La primera fase o modelo es la RdP de operación normal del sistema donde ocurren todos los eventos de manera concurrente y asíncrona de acuerdo al sistema real libre de fallos. Un modelo RdP del controlador que monitoriza y controla los eventos de los distintos subsistemas y la comunicación entre ellos. Finalmente un modelo RdP de diagnóstico que compara los datos de las operaciones realizadas en tiempo real con el modelo RdP del proceso y ejecuta todas las operaciones de detección y diagnóstico.

Algunas aplicaciones recientes utilizan técnicas de fuzzy para el diagnóstico de fallos en sistemas discretos [52], en ellas se realiza el diagnóstico de un pequeño helicóptero no tripulado. Esta técnica es utilizada fundamentalmente en el caso de múltiples fallos para indicar el grado y prioridad de los mismos. El sistema fuzzy de eventos discretos (FDES) tiene como objetivo construir la base de reglas a partir de los síntomas o relaciones evento fallo. Cada uno de estos eventos fuzzy ocurren con diferentes grados de pertenencia según el instante de tiempo los cuales se obtienen con el algoritmo de clustering K-means.

Esta metodología de FDES es interesante a la hora de realizar diagnóstico en sistemas complejos, aunque algunas desventajas como la cantidad de datos a tomar para la realización del clustering y el coste computacional podrían tomarse en cuenta a la hora de escoger esta metodología.

Otro formalismo reciente utiliza las Redes de Petri Estocásticas (RdPE) para el diagnóstico de fallos en sistemas complejos [53]. Uno de los problemas de esta técnica es que su solución está severamente limitada por la cadena de Markov subyacente, para lo cual se realiza un estudio donde se demuestra que el comportamiento alternativo de las hormigas puede ser un camino a escoger para una ruta más corta. Lo anterior reduciría el estado de explosión en las Redes de Petri Estocásticas. Este método primero realiza una optimización de las RdPE usando el algoritmo según colonias de hormigas (ACO) que traduce sus siglas Ant Colony Optimisation, y luego define la estructura del diagnosticador y se implementa en un ejemplo de un sistema de manufactura flexible (FMS).

Siguiendo con los últimos desarrollos en diagnóstico de fallos para SEDs es importante resaltar los algoritmos de satisfabilidad [54]. Este tipo de funciones de satisfabilidad proposicional (SAT) tratan de resolver el problema de diagnóstico cuando se tienen alto número de trayectorias y conjuntos posibles de estados. Esto permite reducir las funciones de diagnóstico al tipo SAT y posteriormente realizar el diagnóstico con algoritmos para resolver este tipo de problemas como los de búsqueda local estocástica (SLS).

Con respecto a la utilización de Redes de Petri Coloreadas RdPC para el control y diagnóstico de fallos, se encuentran algunas propuestas como en [55], donde se realiza el control en tiempo real de un sistema de manufactura flexible demostrando la capacidad de estas redes en cuanto al análisis y modelamiento. También en [56], [18], se utilizan las Redes de Petri Coloreadas en el tiempo (RdPCT) para el modelo del comportamiento del sistema, así como el modelo del control estadístico del proceso (SPC) y por otro lado el modelado de fallos, análisis de

efectos y diagnóstico de fallos. Para el diagnóstico de fallos se basa en arboles de fallos donde las funciones lógicas se modelan mediante RdPs.

## 2.3 Redes de Petri (RdP's)

### 2.3.1 Definición formal y fundamentos

Las Redes de Petri fueron introducidas en la década de los sesenta por el matemático Carl Adam Petri como su Tesis Doctoral [6]. Estas Redes, son una herramienta gráfica y matemática de modelado para la descripción formal de sistemas cuya dinámica se caracteriza por tener capacidades de concurrencia, sincronización, exclusión mutua y conflictos, las cuales son características propias de sistemas distribuidos.

Las RdPs han sido desarrolladas, extendidas y aplicadas durante años por lo que varias clases de RdPs han sido definidas. Entre las principales se encuentran las Redes de Petri temporizadas [57], estocásticas [58], algebraicas [59], continuas e híbridas [26] y difusas [60], así como las Redes de Petri Coloreadas de énfasis especial en el Capítulo 3 debido a su relevancia en este trabajo.

Las RdPs se describen como una herramienta de naturaleza gráfica para el diseño y análisis de SEDs. Actualmente también se pueden analizar sistemas dinámicos de naturaleza continua e híbrida. Una RdP se representa de manera gráfica como un grafo dirigido bipartito compuesto por unos elementos denominados lugares, transiciones y arcos. Estos elementos representan diferentes conceptos, los lugares se representan gráficamente mediante círculos y su naturaleza es representar una fase estable por la que atraviesa un sistema entre dos sucesos consecutivos que acontecen. Las transiciones se representan por segmentos de recta y estas llevan asociado eventos cuya activación o desactivación provoca el cambio de estado del sistema. Los arcos se representan mediante segmentos dirigidos de recta y permiten la unión entre lugares y transiciones de forma alternante.

**Definición 2** *Una Red de Petri ordinaria se define como una cuádrupla:*

$$N = \{P, T, Pre, Post\} \quad (2.1)$$

donde:

$P = \{P_1, P_2, \dots, P_m\}$  es un conjunto finito y no vacío de lugares;

$T = \{T_1, T_2, \dots, T_n\}$  es un conjunto finito y no vacío de transiciones;

$P \cap T = \emptyset$  y  $P \cup T \neq \emptyset$ ;

$Pre : PxT \rightarrow \{0, 1\}$  es el conjunto de lugares de entrada a  $T$ ;

$Post : TxP \rightarrow \{0, 1\}$  es el conjunto de lugares de salida de  $T$ ;

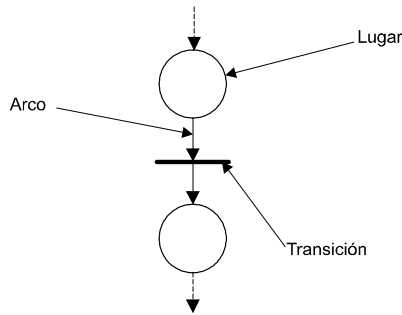


Figura 2-4: Lugar, transición y arco en una Red de Petri

El término de marcado hace referencia a un vector de marcas ubicadas en los lugares, las cuales representan en cual estado de proceso se encuentra el sistema. Una marca es representada gráficamente por un punto en algún lugar del modelo, y el marcado de una red,  $M$ , se define como un vector columna de  $n$  marcas. Esto quiere decir,  $M = (M_1, M_2, \dots, M_n)$ . La evolución de un estado corresponde a la evolución del marcado, causado por el disparo de las transiciones. Una Red de Petri marcada es un par  $N_m = \{N, M_0\}$ , en el cual  $N$  es una Red de Petri ordinaria y  $M_0$  es el marcado inicial. Para aclarar un poco mejor estos conceptos se utiliza la Red de Petri de la figura 2-5.

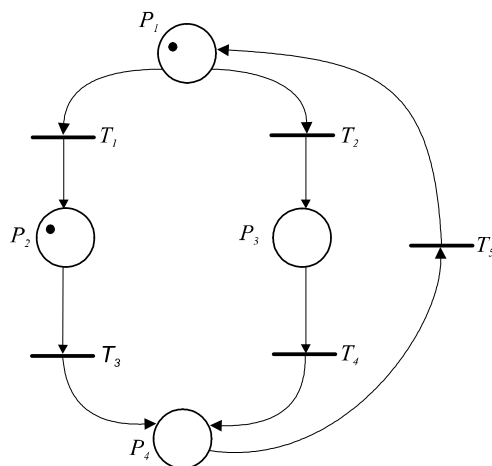


Figura 2-5: Red de Petri ordinaria marcada

En la RdP de la figura tenemos: Lugares:  $P = \{P_1, P_2, P_3, P_4\}$ ; transiciones:  $T = \{T_1, T_2, T_3, T_4, T_5\}$ ; marcado:  $[1 \ 1 \ 0 \ 0]^t$ .

Una RdP se encuentra definida por dos matrices; en este caso siendo  $n = |P|$  (número de lugares de  $P$ ) y  $m = |T|$  (número de transiciones de  $T$ ).

Se denomina:

Matriz de incidencia previa a la matriz  $C^- = [C_{ij}^-]_{n \times m}$  en la que  $c_{ij}^- = Pre(P_i, T_j)$

Matriz de incidencia posterior a la matriz  $C^+ = [C_{ij}^+]_{n \times m}$  en la que  $c_{ij}^+ = Post(P_i, T_j)$

Matriz de incidencia de  $N : C = C^+ - C^-$

Lo anterior quiere decir que en las matrices de incidencia las filas representan a los lugares y las columnas a las transiciones. Para el caso de la figura 2-5 tenemos que:

$$C^- = Pre(P_i, T_j) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; C^+ = Post(T_i, P_j) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

siendo  $N$  una RdP, donde  $T_j \in T$  y  $P_i \in P$ , se definen los siguientes conjuntos:

- Conjunto de lugares de entrada a  $T_j : {}^\circ T_j = \{P_i \in P \mid Pre(P_i, T_j) > 0\}$
- Conjunto de lugares de salida de  $T_j : T_j^\circ = \{P_i \in P \mid Post(T_j, P_i) > 0\}$
- Conjunto de transiciones de entrada a  $P_i : {}^\circ P_i = \{T_j \in T \mid Post(T_j, P_i) > 0\}$
- Conjunto de transiciones de salida de  $P_i : P_i^\circ = \{T_j \in T \mid Pre(P_i, T_j) > 0\}$

**Definición 3** En una RdP marcada, el grado de habilitación de una transición  $T_j$  para un marcado  $M$ , denotado por  $q$  o  $enab(T_j, M)$  es un número entero tal que:

$$q \leq \min_{i:P_i \in {}^{\circ}T_j} \left( \frac{M(P_i)}{Pre(P_i, T_j)} \right) < q + 1 \quad (2.2)$$

Si  $q > 0$ , la transición  $T_j$  es habilitada; esto se dice  $q$  - enabled. En el caso de que sea una RdP ordinaria en la cual el peso de todos sus arcos es 1, la ecuación se puede simplificar como:

$$q = \min_{i:P_i \in {}^{\circ}T_j} (M(P_i)) \quad (2.3)$$

Las RdP tienen diferentes tipos de nodos de acuerdo a la implementación o modelo, permitiendo la flexibilidad en cuanto a concurrencia, sincronismo, exclusión mutua y otras características propias de estas redes.

Un lugar que posee varios arcos de entrada y/o salida se denomina nodo OR, representando dos casos particulares:

- 1. Nodo de selección: Este posee un único arco de entrada y dos o más de salida.
- 2. Nodo de atribución: Este posee un único arco de salida y dos o más de entrada.

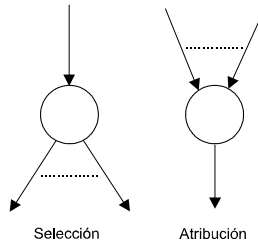


Figura 2-6: Nodos tipo OR

Así mismo, los nodos AND representando los arcos de entrada y/o salida en una transición:

- 1. Nodo de distribución: Este posee un único arco de entrada y dos o más de salida.
- 2. Nodo de conjunción: Este posee un único arco de salida y dos o más de entrada.

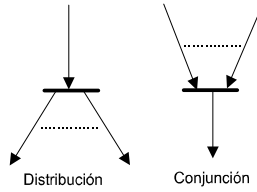


Figura 2-7: Nodos tipo AND

Para que una transición pueda dispararse si cada uno de los lugares de entrada de esta transición contienen al menos una marca. La transición es llamada disparable o validada. El disparo de la transición se produce cuando estando validada, acontezca el evento asociado a la transición, con lo que debe quitarse una marca de cada uno de los lugares de entrada a esta y debe añadirse una marca a cada uno de los lugares de salida de la transición (caso particular de las RdP ordinarias). Si la RdP es generalizada el número de marcas que se quitan y ponen tanto de los lugares de entrada como de salida, dependen del peso asociado al arco de unión entre cada lugar y dicha transición.

Si volvemos al ejemplo de la figura 2-5, las transiciones  $T_1, T_2, T_3$  se encuentran validadas para el marcado  $M_0 = [ 1 \ 1 \ 0 \ 0 ]^t$ , siendo susceptibles de ser disparadas conduciendo a tres posibles marcados distintos. Utilizando la notación formal se tiene:

$$\begin{aligned}
 M_0[T_1 > M_1 &= [ 0 \ 2 \ 0 \ 0 ]^t \quad \circ \\
 M_0[T_2 > M_2 &= [ 0 \ 1 \ 1 \ 0 ]^t \quad \circ \\
 M_0[T_3 > M_3 &= [ 1 \ 0 \ 0 \ 1 ]^t
 \end{aligned}$$

Para poder conocer el marcado alcanzable de una RdP solo se necesita la realización de simples operaciones matriciales, resolviendo la siguiente ecuación:

$$M_f = M_0 + C \cdot \sigma \tag{2.4}$$

donde:

$M_f$  = marcado final;

$M_0$  = marcado inicial;

$C$  = la matriz de incidencia =  $C^+ - C^-$ ;

$\sigma$  = secuencia de disparo.

## 2.3.2 Clasificación y tipos de RdP's

### Tipos y clasificación RdPs

El objetivo principal de este apartado es presentar varias extensiones de las Redes de Petri utilizadas para el modelado de sistemas discretos concurrentes, para esto, se realizará la definición formal y se hará una pequeña explicación de las principales.

La clasificación de las Redes de Petri según las características de marcado son relevantes a la hora de modelar un sistema y conocer la evolución de sus estados, debido a eso las RdP se pueden clasificar como RdP viva, RdP limitada y RdP conforme.

#### Red de Petri viva.

El concepto de vivacidad viene asociado directamente al suponer que la red no tiene bloqueos estructurales en su diseño, esto quiere decir que no se presenta ninguna transición en el modelo que no pueda ser disparada a partir de un cierto instante. Lo anterior expone que: una transición  $T_j$  es viva para una marcado inicial  $M_0$ , si para cada marcado alcanzable  $M_i$  existe una secuencia de disparo  $S$  desde  $M_i$ , que contenga a  $T_j$ .

#### Red de Petri limitada.

Se considera que una Red de Petri es limitada si cada lugar viene asociado a una función que indica la máxima cantidad de marcas que pueda contener dicho lugar de la red. Una RdP es limitada para un marcado inicial  $M_0$ , si todos los lugares son limitados para  $M_0$ .

RdP limitada esta denotada como:

$$R = \{P, T, Pre, Post, \gamma\} \quad (2.5)$$

Donde  $\gamma$  es una función que asocia a cada lugar su capacidad; es decir, el máximo número de marcas que pueda contener ( $\gamma = P : \mathbb{N} \cup \{\infty\}$ ).

Hay un caso especial de RdP limitadas que es cuando únicamente poseen una marca; este tipo de redes reciben el nombre de RdP binarias y son muy especiales debido a que de ellas se deriva el Grafcet [61] y son muy utilizadas en la implementación de automatismos sobre Autómatas Programables. Si una RdP es binaria y viva se denomina RdP conforme.

#### Redes de Petri no-autónomas

Estas RdPs son condicionadas en cuanto a su evolución por eventos externos al sistema, donde cada transición  $t$  tiene asociado un evento,



teniendo lugar al disparo de esta transición si ese evento asociado ocurre. Estos eventos externos corresponden con cambios de estados del mundo exterior. Este tipo de redes están condicionadas tanto por eventos externos como por la variable tiempo.

**Redes de Petri sincronizadas** Estas RdP denotadas como  $\{N_m, E, Sync\}$  donde  $N_m$  es una RdP marcada,  $E$  es un conjunto de eventos externos y  $Sync$  es una función del conjunto  $T$  de transiciones.

**Redes de Petri temporizadas** La variable del tiempo siempre interviene en los procesos industriales de mediana y grande complejidad para la realización de diversas tareas, por eso es necesario tener participación de estas en el modelado de Redes de Petri. Además de esto, el tiempo es un indicador importante a la hora de evaluar la ejecución de los sistemas automatizados, en aspectos como: tiempo de fabricación, índice de producción, capacidad, flexibilidad etc., Existen dos tipos principales de RdPT o Redes de Petri temporizadas, las P-temporizadas y las T-temporizadas donde  $P$  y  $T$  están referidos particularmente a los lugares y transiciones.

**Redes de Petri P-temporizadas** Una RdP P-temporizada es un par  $\langle N_m, Tempo \rangle$  donde,  $N_m$  es una RdP marcada y  $Tempo$  es una función del conjunto de  $P$  lugares. La notación  $Tempo(P_i) = d_i$ , se refiere a la temporización asociada a un lugar  $p_i$ .

**Redes de Petri T-temporizadas** Una RdP T-temporizada la transición implicada queda asociada a la temporización  $T_i$  correspondiente.

### Redes de Petri interpretadas

Las Redes de Petri interpretadas RdPI son una extensión de las RdP, las cuales permiten asociar señales de entrada y salida a los modelos de RdP. Una RdPI es definida como  $R = \{N, M_0\}$  donde  $N$  es una RdP ordinaria y  $M_0$  el marcado para esa RdP, estas Redes se definen así cuando interactúan con eventos, operaciones, condiciones y datos de un proceso.

### Redes de Petri estocásticas

Las Redes de Petri Estocásticas RdPE se obtienen asociando con cada transición en una RdP una variable aleatoria con distribución exponencial que exprese el retardo desde la habilitación hasta el disparo

de la transición. Eliminando las variables aleatorias de una RdPE se obtiene la Red de Petri asociada. Este tipo de redes son utilizadas a menudo en protocolos de comunicación donde no solamente importa la información sino los intervalos y tiempos de llegada analizando así la consistencia y el rendimiento del sistema. Una RdPE se define como  $E = \{N_m, L\}$  donde  $N_m$  es una RdP marcada y  $L = (l_1, l_2, \dots, l_m)$  es el conjunto de tasas de retardos asociados con las transiciones, posiblemente dependientes del marcado, asociadas con las transiciones de la Red de Petri.

## Capítulo 3

# Redes de Petri como herramienta base para el modelado del *MALf*

Este capítulo se centra en mostrar las características y ventajas del uso de cierto tipo de RdPs para el modelado de sistemas complejos en la metodología propuesta. Es importante conocer cómo se constituyen este tipo de RdPs y su formulación matemática a la hora de implicarlas en el uso del *MALf*, debido a diversos factores como los son el marcado, el disparo, la evolución, la alcanzabilidad,

### 3.1 Redes de Petri Coloreadas (RdPC's)

Las Redes de Petri Coloreadas fueron formuladas por Kurt Jensen en 1979, [62], [16], [63], [64], siendo un lenguaje gráfico orientado de propósito general, útil para especificar, diseñar y analizar sistemas concurrentes. Estas redes fueron derivadas de las redes tipo predicado/transición de Genrich y Lautenbach's [65], las cuales son una generalización de eventos/condición y lugares/transición. Los eventos/condición son fundados por Carl Adam Petri en su tesis doctoral de 1962 "Kommunikation mit automaten" [6], esta tesis fue la primera formulación de una teoría general para sistemas discretos concurrentes. El modelo formal de una RdP es una generalización de la teoría de autómatas tal que el concepto de eventos ocurriendo concurrentemente puede ser expresado en una simple pero poderosa herramienta. La semántica de las RdP es definida matemáticamente y tiene la gran ventaja de poder ser ejecutada sencillamente por cualquier herramienta de programación computacional.

La sintáctica de los elementos de una RdPC tiene esencialmente lugares, transiciones, arcos y funciones; siendo estas últimas de tipo textual mientras el resto son del tipo gráfico, ver figura 3-1.

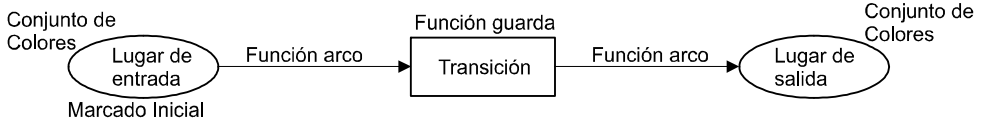


Figura 3-1: Elementos de una RdPC

Los lugares son dibujados como elipses y representan una clase de contenedores, los cuales pueden contener multi conjuntos de elementos (marcas) de algún específico tipo (conjunto color). La colección de marcas en un modelo RdPC representa en cualquier momento el estado de dicho sistema. Las transiciones son dibujadas como rectángulos y representan posibles acciones. Los arcos representan la relación entre lugares y transiciones, y determinan como un estado cambia cuando ocurren acciones en el sistema. Las inscripciones de arco, son funciones y se usan para determinar la cantidad de marcas movidas entre los estados pertinentes. El rol o papel que juegan las guardas en el diseño es el de restringir posibles acciones a ocurrir. Los conjuntos de colores son tipos de lugares donde el marcado inicial determina la configuración inicial del estado de la RdPC. Debido a su gran impacto en cuanto a modelo y su sencillez para representación gráfica, sus aplicaciones típicas se realizan en áreas como: protocolos de comunicación, sistemas VLSI, sistemas embebidos, sistemas distribuidos y actualmente en diagnóstico de fallos tema desarrollado en este trabajo.

### 3.1.1 Definición formal y fundamentos

**Definición 4** Una Red de Petri Coloreada es una séptupla denotada como:

$$C = \{P, T, Pre, Post, M_0, C\}. \quad (3.1)$$

Donde  $P$ ,  $T$ ,  $Pre$ ,  $Post$ ,  $M_0$  se definen igual que para una RdP generalizada, mientras que  $C$  representa el set de colores tal que  $C = (C_1, C_2, \dots, C_n)$ . Una RdPC tiene igualmente que una RdP dos tipos de nodos llamados lugares y arcos, conectados entre sí por arcos dirigidos. Para realizar una mejor definición de cada elemento de una RdPC se utilizará el ejemplo de la figura 3-2.

Un lugar es representado por un círculo pudiendo contener varias marcas de un mismo color o diferentes colores, en el caso de la figura el

lugar  $P_1$  contiene tres marcas  $\langle b \rangle$ , dos marcas  $\langle v \rangle$  y una marca  $\langle o \rangle$ .

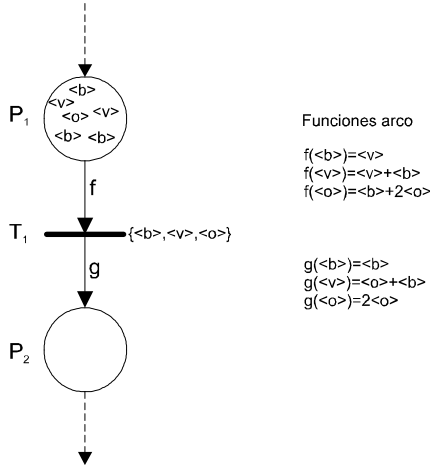


Figura 3-2: RdPC básica de dos lugares y una transición

Una transición es representada por una línea. Un conjunto de colores disparados es asociado con cada transición. Cada uno de estos colores representa una diferente posibilidad de disparo. La transición  $T_1$  de la figura puede ser disparada con respecto al color  $\langle b \rangle$ , al color  $\langle v \rangle$ , o al color  $\langle o \rangle$ .

Un arco conecta un lugar con una transición o viceversa. El peso de un arco es la función *Pre* o *Post*, la cual establece una correspondencia entre cada color de las transiciones y cada color del lugar, según la dirección del arco. Comparando las RdP's generalizadas con las RdP's coloreadas, existe un argumento adicional para estas funciones el cual es el color  $C_k$  de disparo de la transición  $T_j$ . Así  $Pre(P_i, T_j/C_k)$  y  $Post(P_i, T_j/C_k)$  correspondiendo en el caso general a la combinación lineal de las marcas coloreadas relacionadas al lugar  $P_i$ . En la figura tendríamos:  $Pre(P_1, T_1/\langle v \rangle) = f(\langle v \rangle) = \langle v \rangle + \langle b \rangle$ . Es importante saber que una transformación de colores o cambio de color puede ocurrir durante el disparo de una transición, por ejemplo, en este caso si el disparo de  $T_1$  ocurre con respecto al color  $\langle b \rangle$ , se remueve una marca de color  $\langle v \rangle$  del lugar  $P_1$  y se añade una marca de color  $\langle b \rangle$  a  $P_2$ .

El marcado inicial en la RdP coloreada de la figura, está dado por el marcado en los lugares  $P_1, P_2$ , donde:  $M(P_1) = 3\langle b \rangle + 2\langle v \rangle + \langle o \rangle$  y  $M(P_2) = 0$ . La suma simbólica de  $M(P_1)$  significa que el

marcado está formado por tres marcas del color  $\langle b \rangle$ , dos marcas del color  $\langle v \rangle$  y una marca del color  $\langle o \rangle$ . Siendo  $C(T_j)$  el conjunto de colores asociado a la transición  $T_j$ ; esta transición puede ser disparada con respecto a alguno de estos colores, la cantidad de colores en  $C(T_j)$  es igual al número de transiciones no plegadas en una RdP no coloreada. Siendo  $C_k$  algún color de  $C(T_j)$  y un marcado  $M$  para la RdPC, la transición está habilitada con respecto al color  $C_k$  para un marcado  $M$ , si y solo si el número de marcas contenidas en todos los lugares de entrada  $P_i$  de  $T_j$  son mayores o igual a  $Pre(P_i, T_j/C_k)$ .

$$M(P_i) \geq Pre(P_i, T_j/C_k), \forall P_i \in {}^0T_j. \quad (3.2)$$

Donde  $Pre(P_i, T_j/C_k)$  es la imagen del color  $C_k$  por el peso de la función del arco que conecta el lugar  $P_i$  con la transición  $T_j$ . Si observamos el ejemplo en la figura, se puede ver que la transición  $T_j$  está habilitada con respecto al color  $\langle b \rangle$  con la función  $f(\langle b \rangle) = \langle v \rangle$  y el lugar  $P_1$  contiene dos marcas del color  $\langle v \rangle$ , siendo suficiente una sola. Esta transición también esta con respecto al color  $\langle v \rangle$ ; mientras que para el color  $\langle o \rangle$  no está habilitada debido a que necesita que el lugar  $P_1$  contenga una marca del color  $\langle b \rangle$  y dos marcas del color  $\langle o \rangle$ , y el lugar  $P_1$  solo contiene un marca del color  $\langle o \rangle$ .

Un disparo  $T_j/C_k$  conlleva al paso de marcas de un lugar a otro, ocurriendo dos operaciones así:

Se deduce que para todos los lugares  $P_i$  de  $T_j$  hay un número de marcas igual a  $Pre(P_i, T_j/C_k)$ ;

Se adiciona a todos los lugares de salida  $P_i$  de  $T_j$  un número de marcas igual a  $Post(P_i, T_j/C_k)$ .

Deduciendo de lo anterior tenemos que para un marcado  $M'$  resultante después del disparo de  $T_j$  con respecto al color  $C_k$  tenemos:

$$M'(P_i) = M(P_i) + Post(P_i, T_j/C_k) - Pre(P_i, T_j/C_k), \forall P_i. \quad (3.3)$$

Si se toma el ejemplo de la figura anterior y la transición  $T_1$  es habilitada con respecto al color  $\langle b \rangle$ , esto llevaría al disparo de la transición, removiendo una marca del color  $\langle v \rangle$  del lugar  $P_1$  según la función  $f(\langle b \rangle) = \langle v \rangle$ , y depositando una marca del color  $\langle b \rangle$  al lugar  $P_2$ , de acuerdo a la función  $g(\langle b \rangle) = \langle b \rangle$ . Si en vez de tener un disparo se tiene una secuencia de disparo denominada  $S$ , que puede ser  $S = T_1/C_{h_1} \cdot T_2/C_{h_2} \cdot \dots \cdot T_k/C_{h_k}$  entonces la expresión para un marcado final  $M_{k+1}$  es:

$$M_{k+1}(P_i) = M_1(P_i) + \sum_{j=1}^k Post(P_i, T_j / C_{h_j}) - Pre(P_i, T_j / C_{h_j}). \quad (3.4)$$

### 3.1.2 Ejemplo de RdPC's

#### Ejemplo 1. Sistema carretillas

Para aclarar los conceptos básicos de modelamiento de Redes de Petri Coloreadas y algunos términos como función identidad, fusión, plegamiento y otros, se realizarán dos ejemplos.

El primer ejemplo básico trata del movimiento de dos carretillas de manera concurrente realizando las mismas funciones que son ir a derecha e izquierda utilizando un sencillo sistema de sensado al final de cada tramo. Una de las carretillas es de color azul y la otra de color verde y su representación física es de acuerdo a la figura 3-3 .

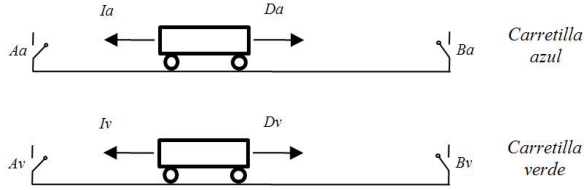


Figura 3-3: Sistema carretillas

El modelo de RdP que representa el funcionamiento del sistema para cada carretilla se observa en la figura 3-4 . Donde cada lugar del sistema representa un estado del sistema en este caso  $P_1^a$  y  $P_1^v$  el movimiento a izquierda de cada carretilla respectivamente, el lugar  $P_2^a$  y  $P_2^v$  el movimiento a derecha. El cambio de estado ocurre cuando alguna de las carretillas llega al fin del camino.

Si se realiza una fusión para ambos modelos de RdP de cada carretilla los lugares que se encuentran en el mismo estado pasan a ser uno solo. Si se realiza un proceso de identificación de variables, en este caso se utiliza un identificador llamado color, donde cada color representa una marca y en este caso cada marca una carretilla identificando en qué estado se encuentra cada una. En la figura 3-5, se puede observar la RdP coloreada del sistema, donde el lugar  $P_1$  representa el movimiento a izquierda y el lugar  $P_2$  el movimiento a derecha. Estos lugares pueden contener marcas coloreadas en este caso del conjunto  $\{a, v\}$  donde 'a'

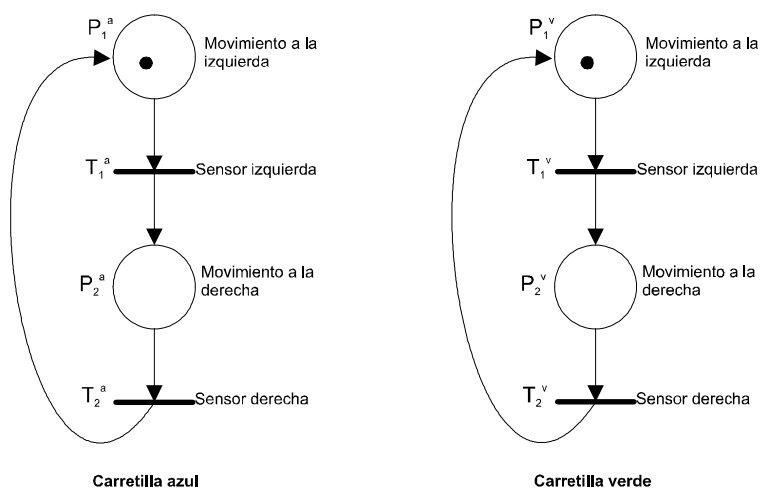


Figura 3-4: Modelo RdP generalizada

representa la carretilla azul y ' $v$ ' la carretilla verde. Las transiciones  $T_1$  y  $T_2$  pueden ser disparadas con respecto al color ' $a$ ' o al color ' $v$ ' y los arcos llevan una función llamada función de arco. Esta función, traslada la relación entre el color asociado con la transición (color de disparo) y los colores asociados con las marcas en el lugar correspondiente (color de marca). En este caso, las funciones de arco no tienen transformación de color, esto equivale a decir que el disparo de una transición con respecto a un cierto color corresponde a quitar una marca del mismo color en el lugar de entrada y añadir una marca del mismo color al lugar de salida. Cuando esta situación se da se le llama a la función de identidad  $Id$ .

Esta solución representa el proceso de coloreado con respecto a las carretillas. Sin embargo, es posible definir funciones más complejas donde la función en los arcos no sea la función identidad. Para este caso analizamos no un proceso de coloreado en cuanto a las carretillas sino en cuanto al estado (izquierda-derecha), por lo tanto la función será para el conjunto de colores  $\{I, D\}$ . Esto significa que cada vez que se dispare la transición de acuerdo a algún color  $I$  o  $D$ , se debe quitar la marca del mismo color del lugar y añadir una marca del color contrario en el mismo lugar, identificando el cambio de marcha o cambio de estado de la carretilla. Por lo tanto, la función del arco de salida es una función identidad y la función del arco de entrada es una función de cambio de color, figura 3-6.

De acuerdo a lo anterior se pueden implementar dos modelos



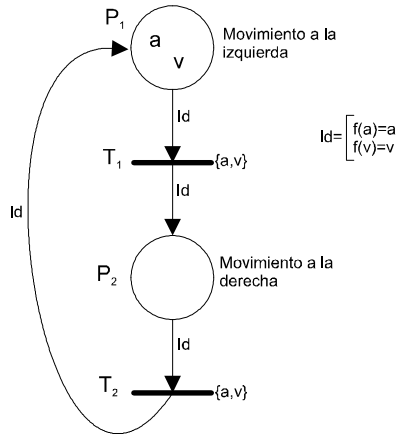


Figura 3-5: Modelo RdPC, coloreado respecto a las carretillas

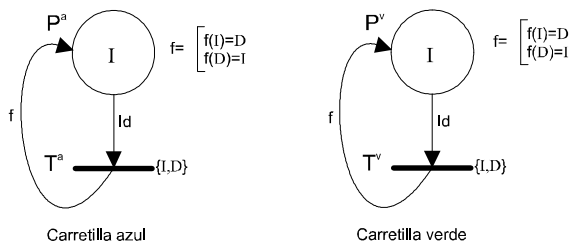


Figura 3-6: Modelo RdPC, coloreado respecto a las direcciones de movimiento

distintos de Redes de Petri Coloreadas para el sistema propuesto. La primera coloreando el sistema con respecto a las carretillas y la segunda con respecto a la dirección de movimiento. Sin embargo, es posible implementar una fusión de ambos modelos donde se realice una coloración tanto de uno como del otro modelo. Para esto solo es necesario un lugar y una transición como en el modelo anterior pero con un conjunto de colores  $C = \{ \langle I, a \rangle, \langle D, a \rangle, \langle I, v \rangle, \langle D, v \rangle \}$  donde la marca se convierte en un par  $\langle \text{dirección}, \text{carretilla} \rangle$ . Por ejemplo, en el lugar  $P_1$  se encuentra la marca  $\langle I, a \rangle$  y la marca  $\langle I, v \rangle$  indicando que la carretilla azul y verde respectivamente se están moviendo a la derecha. Figura 3-7.

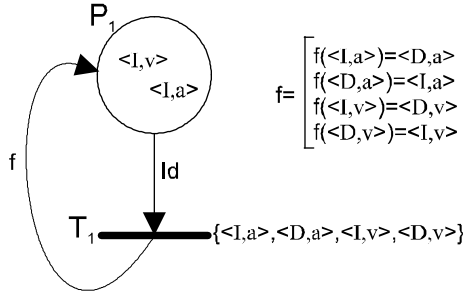


Figura 3-7: Modelo RdPC, coloreado total

Para la simulación de este ejemplo se utiliza la herramienta CPNTools [16], figura 3-8, donde se muestra el coloreado de la red con respecto a la dirección de movimiento figura A, y al coloreado total tanto para la dirección como para la carretilla, figura B. Así mismo, se puede ver al lado izquierdo de la figura las declaraciones de los conjuntos coloreados, variables y marcas. La transición  $T_1$  de la figura A, muestra la función  $Id$  de tipo coloreada que da paso a la marca que representa la carretilla azul o la carretilla verde. Así mismo, la función  $Id1$  de la figura B da paso a cualquiera de las cuatro marcas que representan tanto la carretilla como la dirección a la que debe dirigirse.

### Ejemplo 2. Línea de manufactura

El siguiente ejemplo, figura 3-9, trata de una línea de manufactura que produce dos tipos de partes  $p_1$  y  $p_2$ , por medio de dos máquinas cada una equipada con un buffer o almacén de entrada. Todas las partes pasan a través de las dos máquinas en el mismo orden. Estas son llevadas por pallets ( $n_i$  para partes del tipo  $p_i$ ) reciclados después de que cada

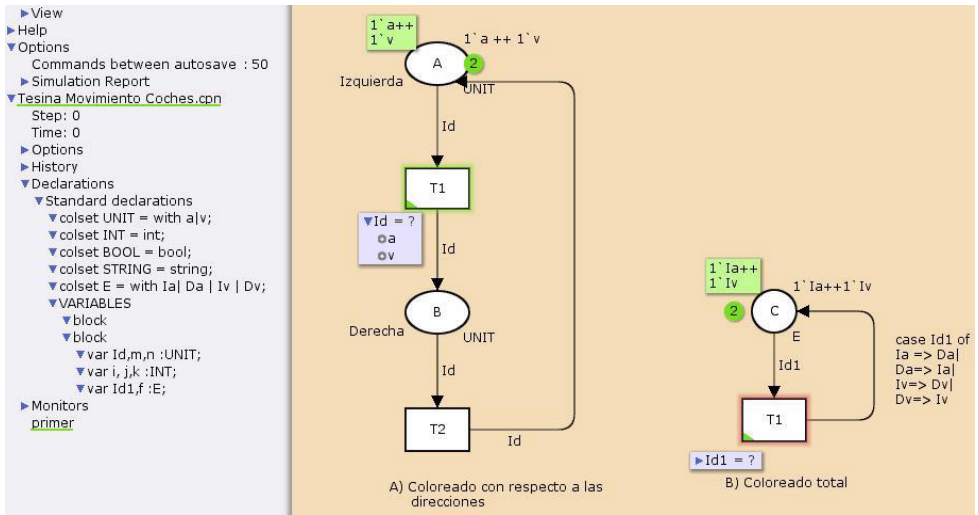


Figura 3-8: Simulación ejemplo del sistema de carretillas usando CPNTools

parte ha sido producida. La secuencia del sistema consiste en enviar alternativamente los dos tipos de partes, así:  $p_1, p_2, p_1, p_2, \dots$ . La carga y descarga de los pallets se supone que no tiene limitaciones por ser reciclados; así mismo, se supone que el proceso siempre está realizando ciclos y nunca los pallets van a estar vacíos.

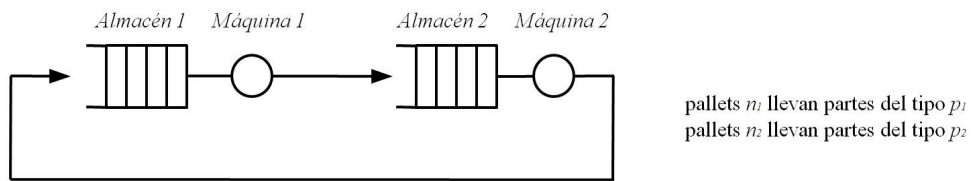


Figura 3-9: Línea de manufactura

La Red de Petri Coloreada de la figura 3-10 muestra el modelo del sistema descrito anteriormente. Los colores  $C_1$  y  $C_2$  están asociados con los pallets de tipo 1 (parte 1) y tipo 2 (parte 2) respectivamente. En este modelo el coloreado se realizó con respecto a las partes. El conjunto de colores  $\{C_1, C_2\}$  está asociado con todos los lugares y todas las transiciones. El conjunto de lugares  $B_1, O_1, B_2$  y  $O_2$  representan el estado físico de la línea de manufactura, mientras que los lugares  $F_1$  y

$F_2$  indican el estado de la máquina ocupada o desocupada, funcionando como recurso compartido entre varios pallets.

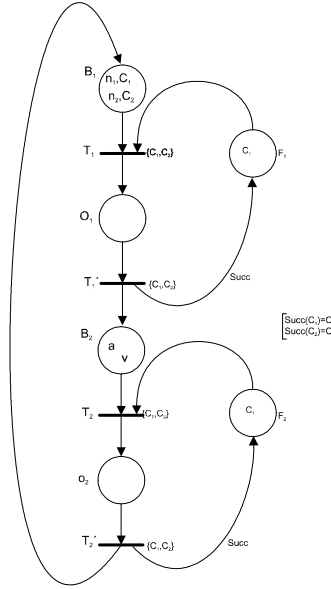


Figura 3-10: RdPC de la línea de manufactura, coloreado con respecto a las partes.

Estos lugares y transiciones tienen el siguiente significado:

$B_i$ : partes en la entrada del almacén de la máquina  $i$

$F_i$ : máquinas  $i$  libres

$O_i$ : máquinas  $i$  ocupadas

$T_i$ : cargado de la máquina  $i$

$T_i'$ : descargado de la máquina  $i$

La función sucesor escrita como *Succ* indica que la secuencia va incrementándose así, del tipo de parte 1 seguido del tipo de parte 2, etc., y se define como una transformación lineal de la manera:  $Succ(\langle C_i \rangle) = \langle C_{i+1} \rangle$ . El marcado inicial  $M_0(B_1) = n_1 C_1 + n_2 C_2, \dots$  significa que hay  $n_1$  partes del tipo  $p_1$  y  $n_2$  partes del tipo  $p_2$  en espera en el buffer o almacén de entrada de la máquina 1. El marcado  $M_0(F_1) = M_0(F_2) = C_1$  significa que cada una de las dos máquinas está en espera la primera vez por una parte del tipo  $p_1$ . Cada uno de los arcos lleva por peso la función identidad, reflejando la no transformación de color.

El funcionamiento del modelo sería: Inicialmente la transición  $T_1$  es habilitada solo para el color  $C_1$  debido a que los dos lugares  $B_1$  y  $F_1$

contienen ambos una marca del tipo  $C_1$ . El disparo de esta transición consistiría en quitar una marca del tipo  $C_1$  del lugar  $P_1$  y  $F_1$  y depositar una marca del mismo tipo en el lugar  $O_1$ . Al terminar el proceso la máquina es descargada correspondiendo al disparo de la transición  $T'_1$  con respecto al color  $C_1$ . Así mismo, este disparo correspondería a depositar según la función  $Succ$  una marca del tipo  $C_2$  en el lugar  $F_1$  siendo  $Succ(C_1) = C_2$ . Seguidamente, la máquina estará disponible para una parte del tipo  $P_2$ . En el mismo instante una marca  $C_1$  también es depositada en el lugar  $B_2$ . De igual manera como ocurre la secuencia para el lugar  $B_1$ , ocurrirá la secuencia para el lugar  $B_2$ , y la línea de manufactura seguirá su proceso indefinidamente.

El uso de colores simples no siempre es la mejor solución, por ejemplo, si para el mismo proceso tenemos que el número de máquinas se incrementa en la línea de manufactura, el modelo global se convierte en un modelo complejo. Una solución consistiría en colorear el modelo también con respecto a las máquinas, en donde el color básico sea  $\langle c_i, m_j \rangle$ . Si hay una marca de ese color  $\langle c_i, m_j \rangle$  en el lugar  $B$  significa que hay una parte del tipo  $p_i$  en el buffer de entrada de la máquina  $j$ . La figura 3-11 muestra la solución a este problema.

La función  $Succ_1$  indica para una máquina dada, el orden por el cual las partes pasan por esta, así:  $Succ_1(\langle c_i, m_j \rangle) = \langle c_{i+1}, m_j \rangle$ . La función  $Succ_2$  corresponde a la serie de manufactura de partes  $p_i$  así:  $Succ_2(\langle c_i, m_j \rangle) = \langle c_i, m_{j+1} \rangle$ , o en este caso a como cada parte pasa a través de cada máquina. Según el ejemplo mostrado sería de dos máquinas pero se podrían tener  $n$  máquinas, así como  $m$  partes.

El marcado inicial para este modelo sería  $M_0(B) = n_1 \langle c_1, m_1 \rangle + n_2 \langle c_2, m_1 \rangle$ , donde  $n_1$  partes de  $p_1$  y  $n_2$  partes de  $p_2$  se encuentran en espera en el almacén de entrada de la máquina 1; y  $M_0(F) = \langle c_1, m_1 \rangle + \langle c_1, m_2 \rangle$ , donde las máquinas  $m_1$  y  $m_2$  se encuentran disponibles y en espera de una parte  $p_1$ . El funcionamiento de este modelo es igual al del primer modelo, lo único que cambia es que es ahora se pueden involucrar  $n$  máquinas y  $m$  partes en la línea de manufactura. Donde para el marcado inicial del modelo sería:  $M_0(B) = \sum \langle c_i, m_1 \rangle$  correspondiendo a un conjunto de partes iniciales en el almacén 1 (con  $1 \leq i \leq m$ ). Así mismo  $M_0(F) = \sum \langle c_1, m_j \rangle$  indicando la cantidad de máquinas disponibles a recibir una parte del tipo  $p_1$ .

Para este ejemplo también se utiliza el software de CPNTools para simular y validar las RdPC implementadas anteriormente, figura 3-12, tanto para el modelo donde solo se colorearon las partes, figura A, como en el modelo donde se realizó coloreado con respecto a las partes y a las máquinas, figura B.

Si se analiza el marcado actual de la figura A, se puede observar

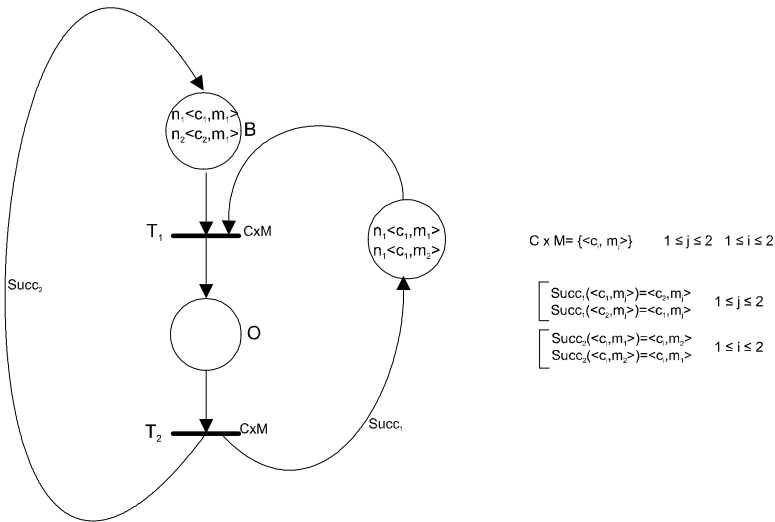


Figura 3-11: RdPC de la línea de manufactura, coloreado con respecto a las partes y a las máquinas.

que la máquina 1 está ocupada con un parte 1, mientras que la parte 2 se encuentra esperando para pasar del almacén o buffer de entrada a la máquina 2. Si se observa el proceso, a partir de la transición  $T_1$  el marcado del sistema puede ser diferente según la transición que se habilite ( $T_1$  o  $T_2$ ). A este árbol de marcados alcanzables se le denomina "gráfico de ocurrencia" (O-graph). Este gráfico se utiliza para conocer la alcanzabilidad del sistema y verificar la vivacidad de la RdP implementada.

La figura  $B$  permite ver la facilidad de implementar procesos de naturaleza compleja en una RdP Coloreada. Si se analiza el lugar  $F$ , cada marca se traduce en una máquina distinta que se introduce en el proceso. Esto quiere decir que si se necesita una nueva máquina en el sistema solo hay que añadir otra marca a este lugar  $F$  indicando que va a ver otro estado de proceso para las partes. En esta figura se puede observar que el estado actual indica que la marca que representa la parte 1 ya salió de la máquina 1 y por tanto la transición  $T_1$  está habilitada para el paso de la parte 1 a la máquina 2 o de la parte 2 a la máquina 1. La ramificación del O-graph parte de ese instante de habilitación de la transición  $T_1$ .

El uso de las Redes de Petri Coloreadas en este trabajo tiene un fuerte impacto debido a que la metodología usada para el diagnóstico de fallos es implementada en base a estas redes, dándole algunas ventajas

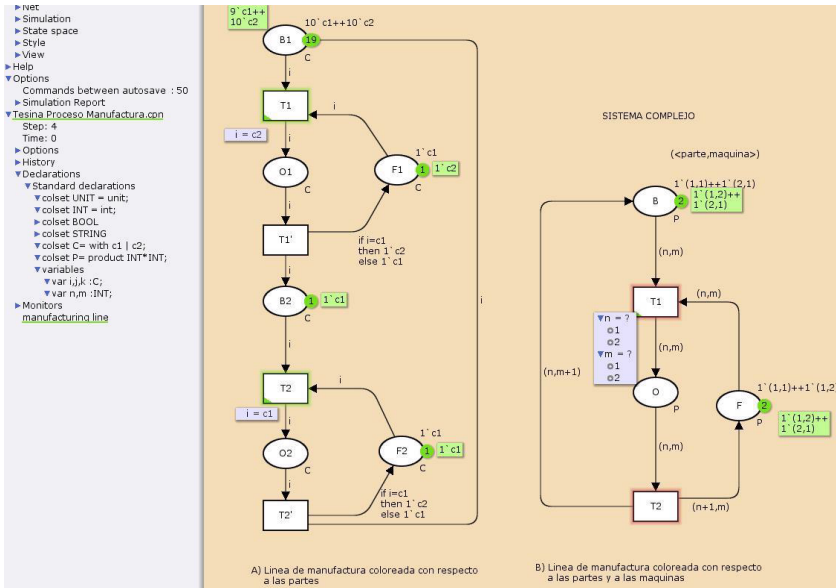


Figura 3-12: Simulación ejemplo del sistema de manufactura usando CPNTools

dinámicas como lo son concurrencia, sincronismo, recursos compartidos y simplificación de modelos entre otras. Los ejemplos mostrados sirven como un primer acercamiento al uso de esta herramienta y permiten ver su flexibilidad frente sistemas complejos, lo cual es fundamental a la hora de diagnosticar fallos en sistemas industriales de complejidad creciente.

## 3.2 Redes de Petri Continuas e Híbridas

### 3.2.1 Redes de Petri Continuas

Debido a que los estados alcanzables de un sistema discreto pueden volverse extremadamente grandes, existe una forma de solucionar este problema y es continuizando el sistema lo que permite el uso de distintas herramientas matemáticas como programación lineal o ecuaciones diferenciales. Así mismo, herramientas como las RdP han transformado sus modelos hacia modelos continuos e híbridos usando herramientas matemáticas, y así han evolucionado a RdP Continuas e Híbridas. Varias clases de RdP Continuas e Híbridas han surgido actualmente, sin embargo las de mayor trascendencia son las RdP Autónomas, las RdP de Tiempo Continuo y las RdP Diferenciales.

Las RdP Autónomas Continuas utilizan en los lugares marcas del tipo de números reales, mientras que las RdP de tiempo continuo complementan las autónomas con una máxima velocidad de disparo asociadas a cada transición, lo cual permite limitar y controlar el flujo de disparo [26]. Las RdP Diferenciales se caracterizan por utilizar lugares y transiciones del tipo diferencial para poder representar sistemas de ecuaciones diferenciales ordinarias [21]. Estas RdP diferenciales normalmente tienen marcados y pesos en los arcos negativos, por lo tanto es necesario realizar algunos análisis a estas RdP en cuanto a controlabilidad y estabilidad, algunos se pueden ver en [66], [67]. En el caso de diagnóstico de fallos siempre es mejor realizar los modelos por sistemas de eventos discretos que por ecuaciones diferenciales o en diferencias debido a que los estados de fallos de los componentes del sistema son representados por estados y los resultados descritos por eventos [5], por lo tanto nuestro modelo implementará la parte continua basada en RdP de Tiempo Continuo, pero este se mostrará con más detalle en el Capítulo 4.

A continuación se hace una breve introducción a las principales características de las RdP Continuas.

**Definición 5** *Una RdP continua se denota como:*

$$K = \{P, T, Pre, Post, M_0\}. \quad (3.5)$$

Aunque  $P, T, Pre, Post$  y  $M_0$  son definidas como en una RdP marcada, la diferencia radica en el marcado y el disparo de las transiciones, siendo  $Pre : PxT \rightarrow Q_+$ ;  $Post : PxT \rightarrow Q_+$ ;  $M_0 : P \rightarrow R_+$ , donde  $Q_+$  y  $R_+$  corresponden respectivamente a los conjuntos de números racionales no negativos y números reales no negativos. Mientras que en una RdP discreta el marcado está restringido a ser entero, en una RdP continua esta permitido para el marcado cualquier número real no negativo. El disparo de una transición es muy similar, por ejemplo, una transición  $T_j$  está sensibilizada con  $M$  sii  $\forall P \in {}^\circ T_j, M(P) > 0$ .

**Definición 6** *En una RdP Continua, el grado de habilitación de una transición  $T_j$  para un marcado  $M$ , denotado por  $q(T_j, M)$  o  $enab(T_j, M)$  es un número real tal que:*

$$enab(T_j, M) = \min_{i:P_i: {}^\circ T_j} \left( \frac{M(P_i)}{Pre(P_i, T_j)} \right). \quad (3.6)$$

El disparo de  $T_j$  en una cierta cantidad  $\alpha \leq enab(T_j, M)$  lleva a un número marcado  $M' = M + \alpha \cdot C[P, T]$ , tal que  $C$  es la matriz de incidencia. No todas las RdP discretas se pueden continuizar y las



propiedades de una a otra pueden variar aceptablemente, por ejemplo si un sistema discreto es libre de bloqueos no indica que el continuo esté libre de ellos, ni viceversa.

La ecuación de estado  $M' = M_0 + C \cdot \sigma$  resume la evolución del marcado, pero a diferencia de sistemas discretos el marcado varía de forma continua, por lo que podemos considerar la derivada de  $M$  respecto al tiempo, y obtendremos:  $\dot{M} = C \cdot \dot{\sigma}$ . Llamando  $f = \dot{\sigma}$ , ya que representa el flujo a través de las transiciones el cual no es constante generalmente ya que depende localmente de cada una de las transiciones, y por lo tanto del tiempo. Si en algún caso se alcanza un estado estacionario entonces  $\dot{M} = 0$ , y por tanto  $C \cdot f = 0$ , y puesto que  $f \geq 0$ , se trata de un semiflujo. Si se define una  $f(\tau)$  por una extensión interpretativa, se puede obtener la evolución temporal de la RdP continua.

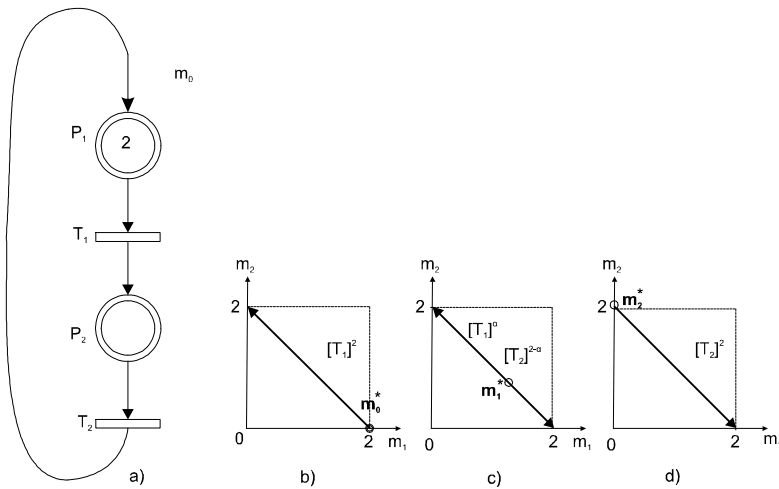


Figura 3-13: a) RdP continua, b) a d) Ilustración de sus macromarcados

La figura 3-13 muestra un pequeño ejemplo de un RdP continua donde se ilustran tres macro marcados de b) a d), llamados  $M_0^*$ ,  $M_1^*$ ,  $M_2^*$ , tal que  $p^+(M_0^*) = \{P_1\}$ ,  $P^+(M_1^*) = \{P_1, P_2\}$ , and  $P^+(M_2^*) = \{P_2\}$ . El macro marcado cuatro podría ser posible tal que  $P^+(M_3^*) = \emptyset$ .

En el ejemplo de la figura,  $M_0^*$  corresponde al simple marcado  $M_0 = (2, 0)$ ;  $M_1^*$  corresponde a un infinito número de marcados  $M_\alpha = (\alpha, 2 - \alpha)$ ,  $0 < \alpha < 2$ ;  $M_2^* = (0, 2)$  y el marcado  $M_3^* = (0, 0)$  no es alcanzable. Si se simula el ejemplo anterior en el software Sirphyco [26], se obtiene una respuesta del marcado de los dos lugares como lo muestra

la gráfica de la figura 3-14. Se puede observar por ejemplo si  $\alpha = 1.2$  se obtiene un marcado  $(M_1^*) = \{1.2, 0.8\}$ . Para obtener el gráfico se le dio una velocidad lenta de disparo a la transición  $T_1$  y la máxima velocidad de disparo a  $T_2$  en el software mencionado.

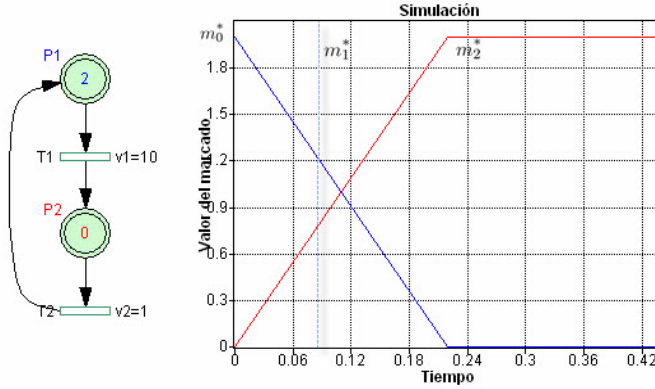


Figura 3-14: Simulación en Sirphyco de la RdP Continua

Si volvemos a la ecuación de estado  $M' = M_0 + C \cdot \sigma$  que resume la evolución de marcado, y aplicamos a la RdP Continua de la figura 3-15, con un  $M_0 = (2, 0, 0)$ , y un  $\sigma = (1.2, 0.5, 0)$  se obtiene un marcado  $M' = (0.3, 0.7, 1.5)$ . La gráfica de la figura muestra en la simulación el punto exacto cuando se pasa por el marcado  $M'$  para una evolución del marcado completa. El desarrollo matricial para esto es mostrado a continuación:

$$\begin{bmatrix} 0.3 \\ 0.7 \\ 1.5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & -1 & +1 \\ +1 & -1 & +1 \\ 0 & 3 & -3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1.2 \\ 0.5 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Para una mayor profundidad en aspectos de las RdP Continuas como alcanzabilidad, vivacidad, observabilidad, controlabilidad se puede referir a los trabajos realizados en [68], [26].

### 3.2.2 Redes de Petri Híbridas

Aunque las RdP Continuas son adecuadas para modelar flujos o variables continuas en un sistema de producción de una máquina, pueden ser en algún momento controladas por una variable discreta por ejemplo al

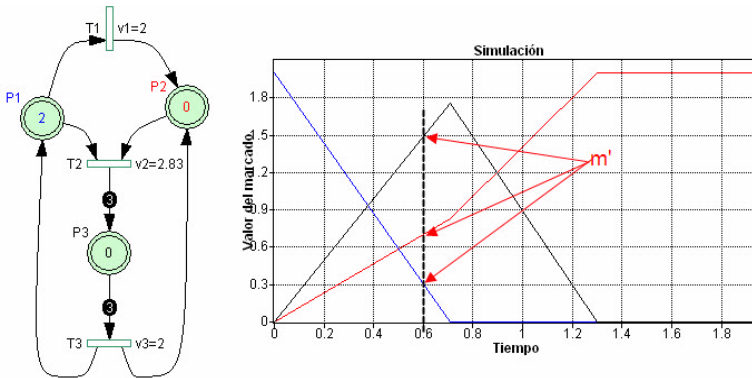


Figura 3-15: Simulación RdP Continua evolución del marcado

cerrar una válvula y evitar el paso de flujo. Este tipo de modelos son los más frecuentemente encontrados en cualquier sistema de producción por más sencillo que este resulte. Esta situación puede ser modelada por una Red de Petri Híbrida la cual contiene lugares y transiciones continuas ( $C - lugares$  y  $C - transiciones$ ), así como lugares y transiciones discretas ( $D - lugares$  y  $D - transiciones$ ). Así mismo, un marcado discreto puede ser convertido en un marcado continuo y viceversa. Las primeras definiciones de RdP Híbridas fueron introducidas por (David & Alla) [9], sin embargo una familia de modelos extendidos de estas primeras RdP híbridas fueron apareciendo con los años. Uno de los modelos más usados actualmente son las RdP Híbridas de Primer Orden, conocidas por sus siglas en inglés como (FOHPNs) [25]. Este tipo de RdPs nacen siguiendo el formalismo inicial de (David & Alla) con la adición de utilizar técnicas de análisis algebraicas. Las FOHPNs consisten en lugares continuos fluidos, lugares discretos que contienen marcas con valores no negativos y transiciones discretas y continuas. Se distinguen dos niveles de comportamiento: Conducidas por tiempo y conducidas por eventos. La principal ventaja de este modelo es describir sistemas de manufactura como una herramienta de diseño, análisis y control de la dinámica del sistema. Así mismo, ofrece dos modelos de fallo muy interesantes dependientes del tiempo y operación correspondientemente que se analizarán en el siguiente capítulo.

Otro modelo basado en dos conjuntos para el modelado de un sistema, un modelo híbrido de la planta y un modelo de controlador híbrido se puede ver en [69]. Este modelo usa las RdP Híbridas de (David & Alla) adaptándolas a su estructura de control y realiza algunos

ejemplos interesantes en el área de modelos de sistemas térmicos y de fluidos que serán utilizados en parte del modelo del caso de estudio del Capítulo 5.

Algunos otros autores como [21], [70], utilizan ecuaciones algebraicas diferenciales para la parte continua en los modelos, sin embargo en el trabajo de (Champagnat et al) no se usan lugares continuos en el modelo, mientras que en los trabajos de (Demongodin & Koussoulas) se usan unos lugares y transiciones llamados diferenciales llamando la red, RdP Híbrida Diferencial. Estos lugares y transiciones diferenciales permiten marcados negativos, positivos o nulos, representando la variable estado del sistema continuo que es modelado. Finalmente, es interesante comentar las últimas actualizaciones de (David & Alla) [26], con respecto a las RdP Híbridas, en este último trabajo ellos clasifican varios tipos de modelos según la implementación, clasifican tres grupos de mayor importancia que son: RdP Híbridas Autónomas (RdPHA), RdP Híbridas de Tiempo Continuo (RdPHTC) y RdP Híbridas de Velocidad Variable (RdPHV). La diferencia básica entre las RdPHA y las RdPHTC radica en la asociación de un tiempo a cada transición discreta, y una máxima velocidad de disparo a cada transición continua, lo cual permite controlar la velocidad de flujo que pasa por las transiciones continuas. EL otro modelo RdPHV difiere del RdPHTC en una restricción que dice que la máxima velocidad de disparo de una  $C - transición$  es proporcional al mínimo marcado de sus lugares de entrada.

Ya conocidos un poco mejor algunos de los modelos de RdP Híbridas más conocidos, es importante aclarar las definiciones básicas, la estructura y algunos ejemplos de las RdP Híbridas, enfocándose principalmente en las RdPHTC que serán las utilizadas para nuestro método como se verá en el Capítulo 4 donde se retomará el tema de sistemas híbridos pero en el área de diagnóstico como tal.

**Definición 7** *Una RdP híbrida es una séxtupla:*

$$H = \{P, T, Pre, Post, M_0, h\}. \quad (3.8)$$

Donde  $P, T$ , tienen la misma definición que una RdP marcada,  $h : P \cup T \rightarrow \{D, C\}$ , llamada función híbrida, la cual indica para todos los nodos si este es del tipo discreto (conjunto  $P^D$  y  $T^D$ ), o continuo (conjunto  $P^C$  y  $T^C$ );  $Pre : PxT \rightarrow Q_+$  or  $N$   $Post : PxT \rightarrow Q_+$  or  $N$ ;  $M_0 : P \rightarrow R_+$  or  $N$ , donde  $N$  corresponde al caso donde  $p_i \in P^D$ , y  $Q_+$  o  $R_+$  correspondan respectivamente al caso donde  $p_i \in P^C$  como conjuntos de números racionales no negativos y números reales no negativos.

**Definición 8** *En una RdP Híbrida, una transición discreta  $T_j^D$  es*

habilitada si cada lugar  $P_i$  in  ${}^0T_j$  cumple la condición:

$$M(P_i) \geq Pre(P_i, T_j). \quad (3.9)$$

El grado de habilitación de una  $D$  – transición es definido para una RdP Discreta, i.e., Definición 3 en el Capítulo 2.

**Definición 9** En una RdP Híbrida, una transición continua  $T_j^C$  es habilitada si cada lugar  $P_i$  in  ${}^0T_j$  cumple la condición:

$$M(P_i) \geq Pre(P_i, T_j), \text{ si } P_i \text{ es un } D\text{-place, o} \quad (3.10)$$

$$M(P_i) \geq 0, \text{ si } P_i \text{ es un } C\text{-place.} \quad (3.11)$$

El grado de habilitación de una  $C$  – transición es definido para una RdP Continua, i.e., Definición 6.

La figura 3-16 muestra algunos ejemplos de habilitación con lugares discretos y continuos y transiciones discretas y continuas. Por ejemplo la figura 3-16 g),  $T_2$  está habilitada porque  $M(P_4) > 0$  (aunque  $M(P_4) < Pre(P_4, T_2)$ ).

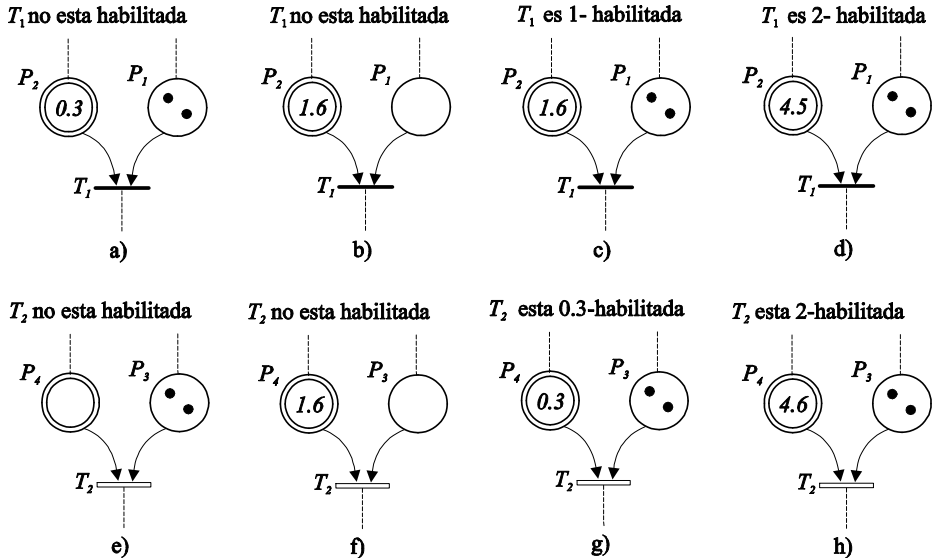


Figura 3-16: Habilitación, (a) a (d) D-transición. (e) a (h) C-transición

En la figura 3-17(a) el comportamiento de la parte continua es influenciado por la parte discreta. La transición  $T_1$  es habilitada solo si

hay al menos una marca en  $P_1$ . Sin embargo, el marcado de  $P_1$  no es modificado por el disparo de  $T_1$ . Si se asume que  $T_1$  es disparada con la cantidad de disparos  $\alpha = (\alpha \leq M_1 = 1)$ : esto corresponde a remover la cantidad  $\alpha$  de  $P_2$  y adicionar la cantidad  $\alpha$  a  $P_3$ , por lo tanto el marcado no cambia, similar a un comportamiento de lectura.

En la figura 3-17(b) el comportamiento de la parte discreta es influenciado por la parte continua. La transición  $T_4$  es habilitada solo si hay al menos 1.2 marcas en  $P_6$ . Sin embargo el marcado en  $P_6$  no es modificado por el disparo en  $T_4$  siendo que desde  $P_6 \rightarrow T_4$  y  $T_4 \rightarrow P_6$  tienen el mismo peso.

En la figura 3-17(c) un marcado discreto es convertido en un marcado continuo. Si  $M(P_7) \geq 2$ , un disparo de  $P_7$  puede ser realizado: dos marcas son removidas de  $P_7$  y 1.4 marcas son depositadas en  $P_8$ .

En la figura 3-17(d) un marcado continuo es convertido en un marcado discreto. Si  $M(P_{10}) \geq 0$ , un disparo de  $T_9$  puede ser realizado: 0.2 marcas son removidas de  $P_{10}$  y una marca es depositada en  $P_9$ .

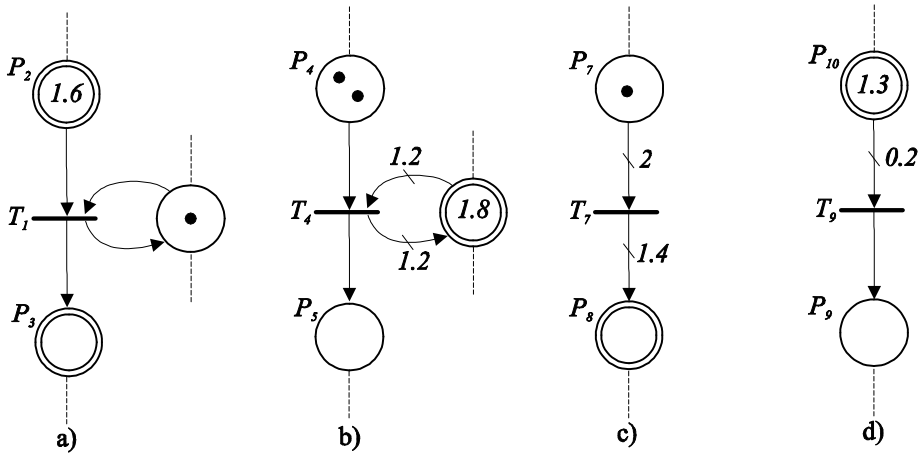


Figura 3-17: (a) y (b) Influencia de la parte discreta sobre la parte continua y viceversa. (c) y (d) conversión de un marcado discreto a un marcado continuo y viceversa.

En la figura 3-18, se ilustra el modelo de un sistema de embotellado de vino. Un barril contiene 57 litros de vino que se guarda en botellas con capacidad para 0.75 litros cada una. Como se puede ver la transición  $T_2$  es habilitada si hay al menos 0.75 marcas en  $P_4$  y una marca en  $P_1$ . El lugar  $P_3$  sirve para limitar el número de botellas a llenar en uno, y que varias botellas no puedan ser llenadas simultáneamente. Algunos

ejemplos con una aplicación a un sistema de tanques reciente puede verse en [24].

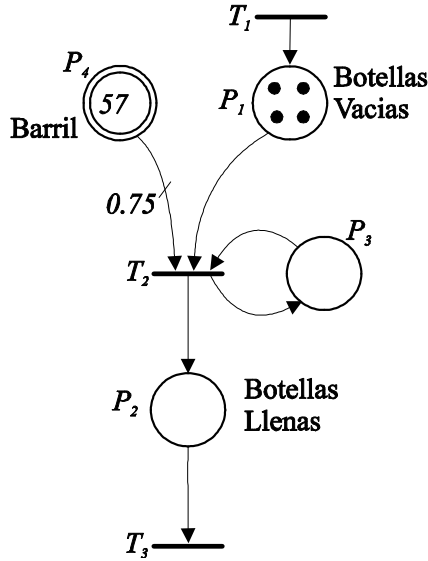


Figura 3-18: Modelo con RdP híbrida de un sistema de embotellado

Este modelo fue simulado en Sirphyco nuevamente para mostrar la capacidad del software debido a que se usará más adelante en modelos más complejos y es interesante conocer sus ventajas. La figura 3-19 muestra la evolución del modelo de embotellado de vinos cuando ya ha llenado 7 botellas de vino. El modelo permite ver el marcado inicial, pesos de los arcos, marcado final y la evolución de botellas llenas en el tiempo, resultado de la gráfica adjunta. El lugar  $P_6$  y la transición  $T_7$  se añaden como complemento para el llenado del barril y para poder mostrar con más detalle las implicaciones de los disparos. La secuencia de disparo en una RdP Híbrida es un vector correspondiente a los disparos de las  $D$ -transiciones, o los disparos de las  $C$ -transiciones. Por ejemplo, acorde a la definición 8 y 9, desde un marcado  $M_0 = (20, 0, 1, 57, 1, 10)$  en la figura 3-19 a) las secuencia de disparo  $S_1 = 7 \cdot [U_1]$ , donde  $[U_1] = [(T_2)^1 T_1]$ . Repasando la ecuación fundamental  $M' = M_0 + C \cdot \sigma$  se tiene que  $M_0 \xrightarrow{S_1} M'$ , en este caso de ejemplo se tiene que  $S_1 = (7, 7)$ , aplicando a la ecuación fundamental

se tiene:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} 13 \\ 7 \\ 1 \\ 53.85 \\ 1 \\ 3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 20 \\ 0 \\ 1 \\ 57 \\ 1 \\ 10 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ -0.75 & 0.3 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 7 \\ 7 \end{bmatrix} & (3.12) \\
 M' &= M_0 + C \cdot S_1
 \end{aligned}$$

Se puede apreciar en la figura 3-19 claramente el marcado inicial  $M_0$  a) y el marcado final  $M' = (13, 7, 1, 53.85, 1, 3)$  b) según la secuencia de disparo  $S_1$ .

Para una mayor profundidad en aspectos de las RdP Híbridas como alcanzabilidad, vivacidad, observabilidad, controlabilidad se puede referir a los trabajos vistos en la introducción de este apartado, pero para mayor énfasis en el capítulo 4 de la referencia [26] en el cual se explica en detalle.



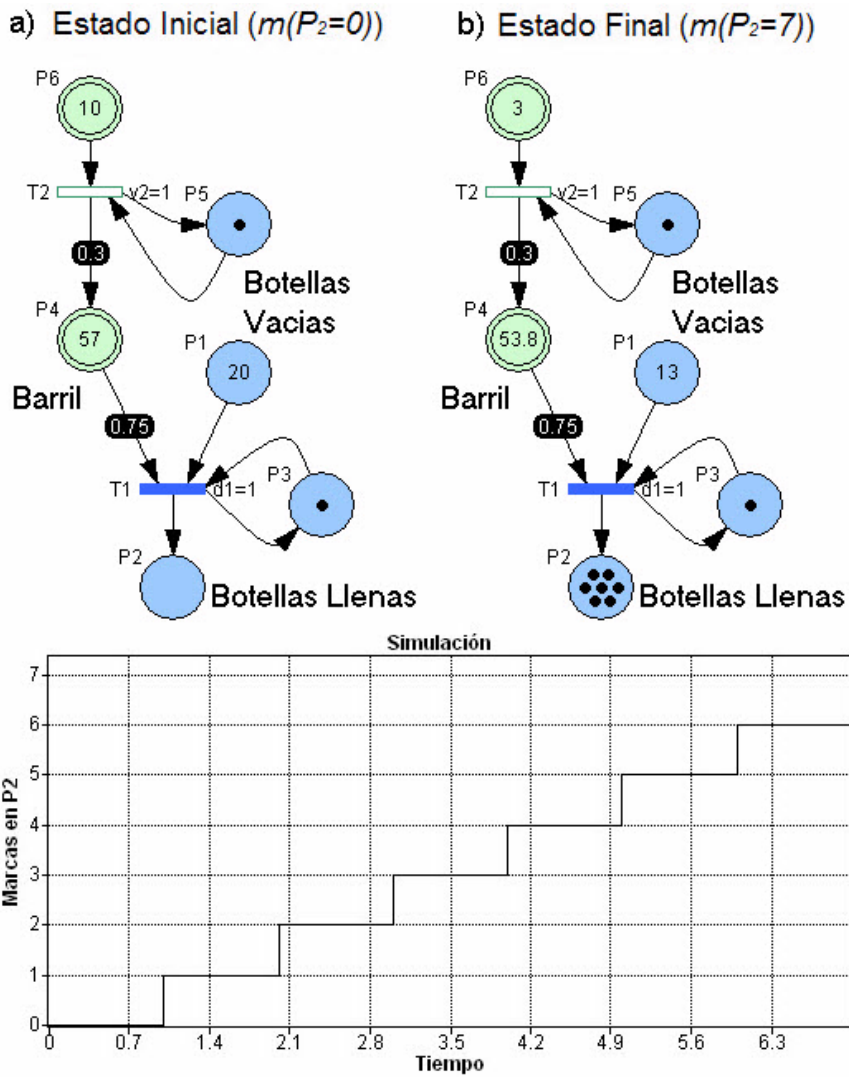


Figura 3-19: Simulación del sistema de embotellado de vino

## Capítulo 4

# Método de Anidamiento Latente de Fallos para el Diagnóstico de Fallos en Sistemas Complejos

### 4.1 Formalización del *MALf* en Sistemas de Eventos Discretos

El método de anidamiento latente de fallos nace como una herramienta para el análisis de fallos de sistemas complejos. Para esto usa como plataforma de modelamiento las Redes de Petri y en especial la clasificación de las Coloreadas debido a sus ventajas en aspectos como procesos concurrentes y sistemas de estructura compleja [71]. La idea principal de esta metodología es el hecho de fusionar subsistemas concurrentes en una sola estructura gráfica. Así mismo, anidar todos los fallos del proceso en cada lugar de estado según subsistemas y por último detectar o reconocer el fallo y aislarlo utilizando transiciones y lugares específicos para realizar estas acciones. La finalidad y alcance del método de anidamiento latente será el análisis de sistemas complejos de cualquier naturaleza, así como la jerarquización de los modelos de control y fallos y finalmente la comprobación e implementación de los algoritmos finales utilizando una herramienta software. El nombre final que se le dio a esta metodología es: Redes de Petri Coloreadas para el Diagnóstico de Fallos (RdPCDF) con sus siglas en inglés (CPNFDs), usando el Método de Anidamiento Latente de Fallos *MALf* con sus siglas en inglés (FLNM).

Antes de explicar la formulación del método es importante resaltar

las principales ventajas de este comparado con otros métodos previos utilizados en la literatura. Estas ventajas pueden ser resumidas en los siguientes puntos:

- Los fallos son modelados como marcas de fallo. Estas marcas son anidadas en los lugares de la RdP donde se modela el comportamiento del sistema para identificar el fallo en cualquier estado que se encuentre dicho sistema. Estas marcas de fallo solo pueden ser disparadas por una simple transición llamada: transición de fallos, permitiendo asegurar el aislamiento del fallo en un lugar llamado: lugar de verificación de fallo  $PVf$ . La principal ventaja de este modelado es evitar transiciones unobservables y marcados no conocidos.
- El tiempo de residencia de la marca de fallos en el lugar  $PVf$  permite conocer el tipo de fallo (permanente, intermitente). Si el fallo es del tipo intermitente, puede ser evaluado el comportamiento y la evolución del fallo. Este fenómeno de fallos intermitentes es fácilmente caracterizable usando las transiciones de fallo y recuperación [72].
- Extrayendo ventajas de las RdPC, el  $MALf$  permite anidar marcas latentes que representan la operación normal de un sistema único (una marca) o un proceso con varios subprocesos (varias marcas). Esta capacidad es útil cuando se implementan sistemas complejos.
- Cada lugar de un modelo con RdPC puede contener tanto marcas de comportamiento normal como marcas de fallo acorde al modelo inicial. Esta capacidad reduce la complejidad del modelo.
- La fácil incorporación de comportamiento en fallo de variables continuas y de fallos del tipo intermitente, es otra de las grandes contribuciones en este trabajo.

#### 4.1.1 Definición formal y fundamentos

La idea de estas RdPCDF es representar mediante cada uno de los colores o identificadores de marca, los fallos a diagnosticar asociados al subsistema a analizar.

**Definición 10** Una RdPC para el diagnóstico de fallos está denotada así [71], [73]:

$$RdPCDF = \{P, T, Pre, Post, M_0, C, PLNf, TF, PVf\} \quad (4.1)$$

Donde  $P$ ,  $T$ ,  $Pre$ ,  $Post$ ,  $M_0$ , tienen las definiciones habituales en las redes de Petri marcadas. A diferencia que las funciones  $Pre$  y  $Post$  que tienen un argumento adicional que es el color  $C_k$  de disparo de la transición  $T_j$ . Así:  $Pre(P_i, T_j/C_k)$ ,  $Post(P_i, T_j/C_k)$ , correspondiente en el caso general a una combinación lineal de marcas coloreadas relativas al lugar  $P_i$ . Así mismo, las funciones  $Pre$  y  $Post$  se dividen en dos subconjuntos según sea una transición de comportamiento normal o una transición de fallo o recuperación.

$PLNf$  es el subconjunto de lugares de anidamiento latente de fallo, donde  $PLNf \subseteq P$ . Si existe una o más marcas de fallo en un lugar  $P_i \in P$ , este  $P_i$  es ahora llamado  $PLNf_i$ .

$PVf$ , es el subconjunto de lugares que verifican el suceso del fallo de tipo  $f_i, f_k, \dots, f_i f_k$ , donde  $i, k = 1, \dots, n$ . Dichos lugares, son del tipo  $P$ -temporizados, representados por el par  $\langle R, Tempo \rangle$ , tal que  $R$  es una RdP marcada;  $Tempo(P_i) = d_i =$  temporización asociada con el lugar  $PVf$ . En el caso general  $d_i$  será una variable temporal, que representará la persistencia del fallo.

$TF$  es el subconjunto de transiciones, que admiten funciones coloreadas que forman junto con  $PLNf_k$  y  $PVf$ , trayectorias o secuencias de fallo definidas por la transición  $Tf_i$  y trayectorias o secuencias de recuperación definidas por la transición  $Tr_i$ .

$$TF = Tf \cup Tr \quad (4.2)$$

$C$  es el conjunto de colores asignadores a identificadores del tipo normal o de fallo.

$$C = N \cup f \quad (4.3)$$

Siendo  $N$  la representación del subconjunto de marcas coloreadas de comportamiento normal y  $f = \{f_1, f_2, \dots, f_i\}$ , es el conjunto de marcas coloreadas representativas del conjunto de fallos a diagnosticar.

La función de incidencia de los arcos es la siguiente:

$$Pre = Pre^T \cup Pre^{TF} \quad (4.4)$$

$$Post = Post^T \cup Post^{TF} \quad (4.5)$$

tal que,

$Pre^T : P \times T \rightarrow N$ ,  $Post^T : P \times T \rightarrow N$ . Siendo  $Pre^T$  y  $Post^T$  las funciones de arco de entrada y salida que corresponden al subconjunto  $T$ , esto significa que estas funciones solo permiten el disparo de marcas del conjunto  $N$ .

$$Pre^{TF} : (PLNf \times Tf \rightarrow C \cup PVf \times Tr \rightarrow f \cup PLNf \times Tr \rightarrow N) \quad (4.6)$$

. Siendo  $Pre^{TF}$  la función de arco de entrada correspondiente al subconjunto  $TF$ , en este caso solo pueden haber tres funciones de arco por cada  $PLNf$ .

$$Post^{TF} : (PVf \times Tf \rightarrow f \cup PLNf \times Tr \rightarrow C \cup PLNf \times Tf \rightarrow N) \quad (4.7)$$

Siendo  $Post^{TF}$  la función de arco de salida correspondiente al subconjunto  $TF$ , en este caso solo pueden haber tres funciones arco por cada  $PLNf$ . Las funciones arco  $Pre^{TF}$  y  $Post^{TF}$  son representadas por línea discontinua.

**Definición 11** Una transición normal en una  $RdPCDF$  está habilitada para cada marcado  $M$  si cada lugar  $P_i$  en  ${}^0T_j$  cumple la condición:

$$m(P_i) \geq Pre(P_i, T_j) \quad (4.8)$$

Donde  ${}^0T_j$  es el conjunto de lugares de entrada de  $T_j$ .

La Figura 4-1 representa un modelo básico que permite entender las definiciones anteriores. Este modelo representa el llenado de un tanque y es mostrado en detalle en el capítulo 7 de la referencia [26].

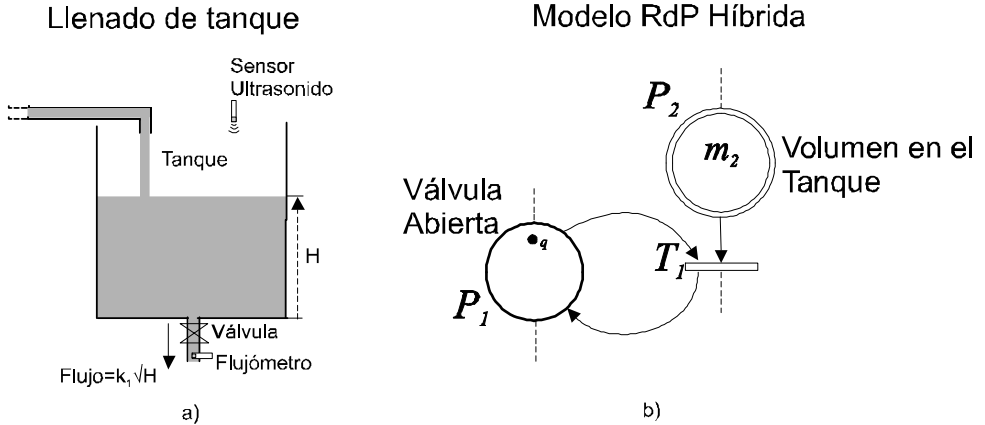


Figura 4-1: Modelo básico de llenado de tanque.

El lado izquierdo de la figura representa el sistema de llenado de tanque, y el de la derecha representa el modelo usando  $RdPCDF$ . El

sistema consiste en un tanque y dos sensores, uno para medición de flujo (flujómetro) y otro para medición de la altura (ultrasonido).

Este ejemplo servirá de base tanto para el análisis de sistemas discretos como híbridos en cuanto a la formulación teórica del método *ALf*. Inicialmente modelaremos con el método tan solo la parte discreta, por lo cual introduciremos un fallo por no flujo de salida por ejemplo (Válvula en atascamiento en cerrado). Si se añade el fallo al lugar  $P_1$  este lugar ahora se llamará  $PLNf_1$ . La figura 4-2 representa el modelo en fallo para el lugar  $P_1$ .

En este ejemplo la marca  $\bullet q$  en  $PLNf_1$  representa el comportamiento normal y significa que la válvula se encuentra en estado abierto, y  $f_1^q$  es la marca de fallo que representa el atascamiento en cerrado. La transición  $Tf_1$  representa la trayectoria de fallos para las marcas de fallo. Esta transición está habilitada solo sí: 1) Hay una marca de comportamiento normal en  $PLNf_1$  ( $\bullet q$  válvula abierta); 2) hay una marca de fallo en  $PLNf_1$  ( $f_1^q$  fallo por atascamiento en cerrado). Así mismo, la transición  $Tf_1$  es disparada si las condiciones no esperadas por parte de los sensores se cumplen.  $PVf$  corresponde al lugar donde se verifican los fallos, en este lugar se toma el tiempo, la estancia del fallo antes de una posible recuperación.  $Tr_1$  representa la trayectoria de recuperación para las marcas de fallo, está es habilitada si se cumplen las mismas condiciones que para  $Tf_1$  pero con la marca de fallo en este caso en  $PVf$ . Sin embargo, la transición  $Tr_1$  es disparada si las condiciones de lectura de los sensores son normales.

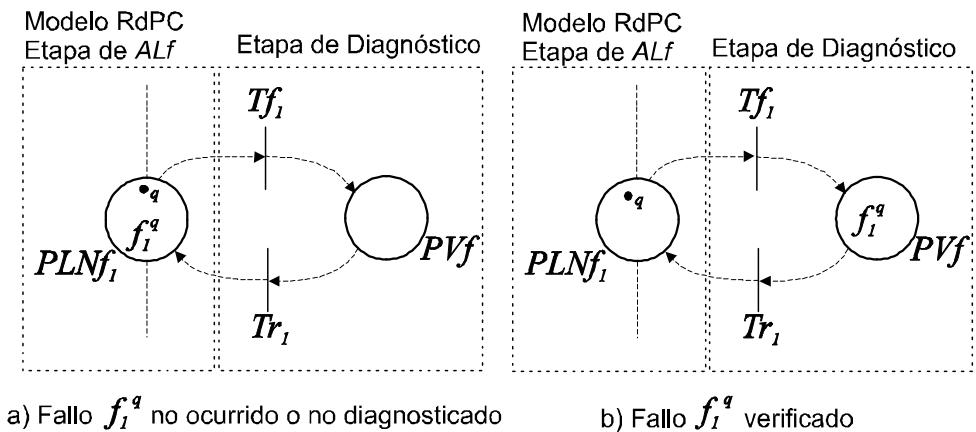


Figura 4-2: *MALf* para el lugar  $P_1$  según el modelo básico

Las trayectorias de verificación y recuperación de fallos serán abordadas en mayor detalle más adelante.

Siendo el anterior un ejemplo básico, a continuación se describe el procedimiento paso a paso para aplicar del *MALf* a cualquier sistema automatizado o de control.

### 4.1.2 Modelado inicial

La idea inicial consiste en la elaboración de un modelo de RdP de comportamiento dinámico normal del sistema, aplicando las mismas técnicas de modelado que las utilizadas en el uso de las RdP generalizadas. No obstante, para el caso de aplicación a sistemas complejos, se puede desde un inicio, aplicar la capacidad de síntesis de las RdPC en esta primera fase de modelado, haciendo que una misma estructura básica común sea utilizada por varias subredes correspondientes a los distintos subprocesos que en un modelo global mantienen entre sí distintos tipos de cooperación.

### 4.1.3 Definición del conjunto de fallos

Se determina el conjunto de fallos a diagnosticar en el sistema y se realiza una asignación de los mismos respecto de las marcas coloreadas del tipo  $f = \{f_1, f_2, \dots, f_i\}$ .

Cada uno de estos elementos del conjunto de fallos  $f$ , representa un fallo asociado a un determinado dispositivo de los que conforman el sistema. Por tanto, caso de que el fallo se verifique, se garantiza su aislamiento por estar asociado a un tipo de fallo específico, de un dispositivo concreto.

El suceso de fallos individuales  $f_i$  o simultáneos (no necesariamente correlacionados) del tipo  $f_i f_k$ , vendrá determinado por las condiciones dinámicas establecidas en cada marcado y consiguientemente en cada estado alcanzado por el sistema, y el conjunto de lecturas de señales normalmente no esperadas obtenidas de los sensores.

### 4.1.4 Lugares de anidamiento latente de fallos

En segundo lugar, se procede a realizar, en base al conocimiento heurístico del sistema, un proceso de anidamiento de fallos en cada uno de los lugares de la RdP inicial. Este procedimiento consiste en la deposición en cada lugar  $P_i$ , de un subconjunto de indicadores de marca “coloreados”, representativos de cada tipo de fallo, los cuales son susceptibles de dispararse a partir de dicho lugar mediante la activación de una secuencia  $s$  de eventos asociada a una lectura anormal

o valores no esperados de los sensores del sistema. La deposición de las marcas en cada uno de los lugares, debe realizarse mediante el análisis de las condiciones de comportamiento dinámico del sistema, esto es, estableciendo una relación precisa entre las marcas de fallo a depositar y el marcado de comportamiento normal de la RdP.

Algunas otras técnicas para el proceso de anidamiento de fallos se están investigando entorno a un anidamiento utilizando métodos para el reconocimiento en la estructura de sensorización y acción de sistemas como análisis estructural [74], y técnicas de análisis de componentes principales [75].

Los  $PLNf$ , o lugares de anidamiento latente, son los lugares de la RdPCDF que pueden ser origen de un determinado tipo de fallo  $f_i$ . Por tanto se les supone lugares de inicio de una secuencia de fallo, en los cuales, la marca representativa del fallo  $f_i$  permanecerá latente hasta el momento de la activación de una lectura de valores no esperados de los sensores. El subconjunto de fallos a depositar en cada uno de los lugares, depende del tipo de lecturas anómalas disponibles y diferenciables que se pueden obtener desde dichos dispositivos sensores.

En la presente metodología, se asocia a la condición de marca coloreada  $C_i$ , a la de un determinado tipo de fallo  $f_i$ , es decir, con objeto de aportar adicionalmente información al supervisor. Las marcas representativas del fallo se representarán en modo texto indicando el tipo de fallo  $f_i$ . Las marcas con representación tradicional (negra circular), las reservaremos para representar la dinámica de comportamiento normal de los distintos subprocesos concurrentes que conforman una subred. Como extensión, la Figura 4-3 muestra el anidamiento de fallos y las marcas representativas del comportamiento normal. Las cuales representan el fallo de tipo  $i$  del subproceso  $q$  y  $n$ , y el fallo  $j$  y  $p$  del subproceso  $n$ .

#### 4.1.5 Trayectorias de verificación de fallos

Las trayectorias de verificación estarán formadas por estructuras gráficas con comienzo en un lugar de anidamiento  $PLNf_k$ , y finalización en un lugar de verificación de fallo  $PVf$ , para esto, se utiliza la transición definida como transición de fallo  $Tf$ , con las lecturas no esperadas por parte de los sensores para un marcado dado. Eventualmente, el fallo puede recuperarse siguiendo la trayectoria complementaria hasta el lugar de anidamiento original, utilizando la transición de recuperación  $Tr$  y las lecturas esperadas de comportamiento normal por parte de los sensores. Esta anidación de fallos es recurrente a medida que transcurre la secuencia normal del proceso, lo que implica una verificación del grado de validación de las transiciones de fallo y de recuperación.



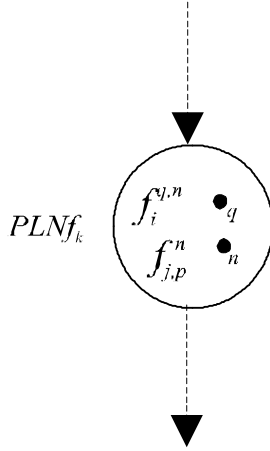


Figura 4-3: Lugar k-ésimo con anidamiento latente de fallos  $PALf_k$

**Definición 12** Una transición de fallos o de recuperación en una RdPCDF está habilitada si cada  $PLNf_k$  o  $PVf$  en  ${}^0TF_j$  si cumple la condición:

para  $Tf$ :

$$m(PLNf_k) \geq \Pr e(PLNf_k, Tf_j)$$

para  $Tr$ :

$$[m(PVf) \geq \Pr e(PVf, Tr_j)] \wedge [m(PLNf_k) \geq \Pr e(PLNf_k, Tr_j)].$$

Si tenemos  $*M_0 = \{M_0, M_1, \dots, M_q\}$ , como el conjunto de  $q + 1$  marcados alcanzables por las marcas normales en la RdPCDF equivalente al conjunto de estados posibles del sistema. Donde

$$sm : *M_0 \rightarrow SR$$

es el mapa de sensores, en el que a cada marcado  $M_k$ , le corresponde una lectura de  $n$  sensores.

$$SR(M_k) = sr_1(M_k), sr_2(M_k), \dots, sr_n(M_k).$$

Si para la misma variable tenemos varios dispositivos de medida o sensores, tendríamos un vector de señales así:

$$sr_{ji}(M_k) = |i = 1 \dots m \tag{4.9}$$

Donde  $sr_j$  es un vector con  $m$  componentes de medición de la misma variable  $j$ .

Considerando sensores del tipo binario siendo denotados como  $SROV$ , el conjunto de valores de posibles lecturas de sensor es:

$$|SROV| = 2^n \tag{4.10}$$

Supondremos que el conjunto  $SROV(M_k)$  está dividido entre un subconjunto de valores esperados para ese marcado  $SROV_{ev}(M_k)$ , y un subconjunto de valores no esperados  $SROV_{uev}(M_k)$ .

$$SROV(M_k) = SROV_{ev}(M_k) \cup SROV_{uev}(M_k)$$

Se considerará que existe correspondencia entre los valores esperados de una lectura de sensores para un marcado determinado  $SROV_{ev}(M_k)$  con un comportamiento normal del sistema, mientras que los valores no esperados estarán relacionados con suceso de fallos individuales o de fallos asociados no necesariamente correlacionados. Eventualmente algunas de las posibles combinaciones de lecturas no esperadas  $SROV_{uev}(M_k)$  pueden no tener sentido físico.

$SROV_{ev}(M_k) \rightarrow$  Lectura esperada de comportamiento normal para un marcado  $M_k$ .

$$SROV_{ev}(M(PLN f_k(\langle \bullet_n \rangle)))$$

$SROV_{uev}(M_k) \rightarrow$  Fallo único o múltiple, correspondiente a lectura no esperada para un marcado  $M_k$ , o lectura sin sentido físico.

Denotado como:

$$SROV_{uev}(M(PLN f_k(\langle f_i^q \rangle, \langle \bullet_q \rangle)))$$

la lectura no esperada de sensores correspondiente al fallo  $f_i^q$  producido durante el marcado de condición normal de la subred  $q$ .

La correspondencia entre los fallos y las lecturas no esperadas, puede establecerse a través de métodos deductivos de análisis [38], donde dichas lecturas recibirán la consideración de sucesos no deseados de cabecera. Para cada marcado  $M_k$ , existe toda una posible combinación de valores no esperados de  $SROV_{uev}(M_k)$  a considerar, que depende del número de sensores que intervienen. El análisis metodológico de esta correspondencia es fundamental para determinar el alcance y capacidad de diagnóstico, esto es, el de la detección del mayor número de fallos posible.

A partir de cada uno de los lugares de anidamiento, se traza una trayectoria que partiendo de un lugar de anidamiento  $PLN f_k$ , que contiene una marca de fallo del tipo  $f_i^q$  y una marca de comportamiento normal  $q$ , se produce una activación de la lectura no esperada por parte de los sensores para ese marcado, conduciendo finalmente al marcado  $M(PV f(\langle f_i^q \rangle))$ , que evidencia el suceso de un determinado tipo de fallo  $f_i^q$ .

Esto se expresa como:

$$\begin{aligned} & M(PLN f_k(\langle \bullet_q \rangle, \langle f_i^q \rangle)) \\ [Tf_k/SROV_{uev}(M(PLN f_k(\langle \bullet_q \rangle, \langle f_i^q \rangle))) & \quad (4.11) \\ & > M(PV f(\langle f_i^q \rangle)) \end{aligned}$$

Eventualmente, ese mismo fallo puede experimentar un proceso de recuperación al lugar de origen  $PLNf_k$ . De esta manera el modelo puede ser receptivo al tratamiento de fallos de carácter intermitente. Esta recuperación se expresa:

$$\begin{aligned}
 & M(PVf(\langle f_i^q \rangle)) \\
 [Tr_k / SROV_{ev}(M'(PLNf_1(\langle \bullet_q \rangle)) \wedge M(PVf(\langle f_i^q \rangle)))] & \quad (4.12) \\
 & > M(PLNf_1(\langle \bullet_q \rangle, \langle f_i^q \rangle))
 \end{aligned}$$

La Figura 4-4 representa las trayectorias de verificación de fallos y recuperación, mediante la transición de fallo  $Tf$  y la transición de recuperación  $Tr$ .

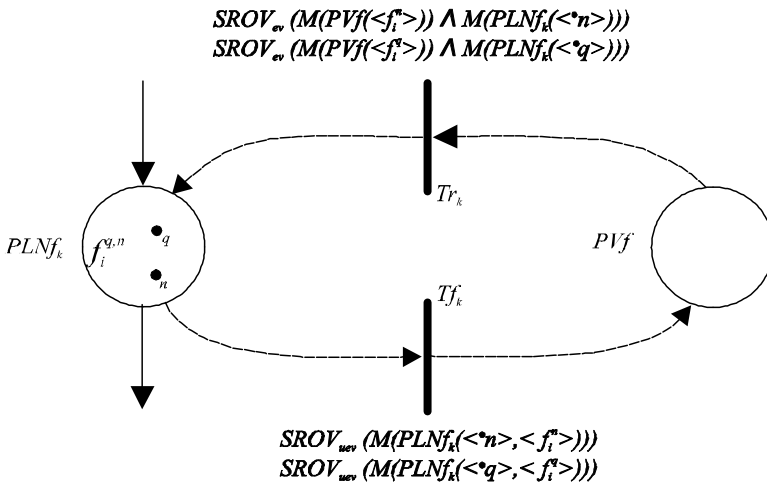


Figura 4-4: Lugar de anidamiento latente de fallos  $PALf_k$ , con trayectoria de verificación y recuperación.

Los marcados de fallos y de recuperación resultantes tanto para el modelo discreto como continuo después del disparo de una transición de fallos o de recuperación según sea el caso serán analizados en la formalización híbrida.

#### 4.1.6 Diagnosticabilidad del modelo

En cuanto al concepto de diagnosticabilidad se refiere, se dice que para cada tipo de fallo, al menos una trayectoria de fallo debe existir desde

el lugar de anidamiento latente de fallos hasta el lugar de verificación de fallo. Sin embargo la capacidad de detección de fallos viene determinada por la capacidad de sensorización instalada en el sistema. Si  $f = \{f_1, f_2, \dots, f_n\}$  es el conjunto de fallos a diagnosticar de una subred  $q$ , un sistema es diagnosticable en cuanto al fallo  $f_i^q$  si al menos una trayectoria a  $PVf$  existe.

$$\begin{aligned} \forall f_i^q \in f \exists (M(PLNf_k(\langle \bullet_q \rangle, \langle f_i^q \rangle))) \\ [Tf_k/SROV_{uev}(M(PLNf_k(\langle \bullet_q \rangle, \langle f_i^q \rangle))) \\ > M(PVf(\langle f_i^q \rangle))] \end{aligned} \quad (4.13)$$

Un ejemplo de la metodología en procesos de señales solo discretas se presenta en [73], donde se aplica a un proceso químico para la selección de un producto disolvente en la industria química. Otro ejemplo se aplica en [76], a un sistema de refrigeración y lubricación de un aerogenerador. Estos ejemplos permiten ver la potencia del método para sistemas complejos de varios subprocesos y con diversos sistemas de sensorización.

## 4.2 Formalización del $MALf$ en Sistemas Híbridos.

Los procesos y sistemas de control actuales vienen determinados por su naturaleza híbrida y compleja, que da lugar a la modelización de muchos métodos en diversas áreas del conocimiento tanto para el control de procesos como para el diagnóstico de fallos. Como se vio en el Capítulo 3-2, existen diversos modelos para modelar RdP Híbridas, sin embargo es necesario ahora incluir el  $MALf$  a estos modelos. En este caso, si analizamos la necesidad de incluir estos modelos continuos e híbridos en sistemas de diagnóstico de fallos vemos que algunos autores ya han trabajado el diagnóstico de sistemas híbridos usando diferentes metodologías [1], [31], [40]. Así mismo, autores como (David & Alla) [26], analizan modelos de fallos en Redes de Petri Híbridas donde se utilizan técnicas de fallos dependientes de tiempo de operación de la máquina o dependientes del volumen de producción. En [26] se analizan dos tipos de sistemas híbridos en Redes de Petri. Las RdP Híbridas Autónomas (RdPHA) y las RdP Híbridas de Tiempo Continuo descritas en el Capítulo 3, donde se asocia una temporización a las transiciones de tipo discretas y una máxima velocidad o ratio de flujo asociada a las transiciones continuas. Otras aproximaciones permiten el uso de lugares continuos con marcados negativos y pesos en los arcos negativos representando un nuevo enfoque llamado Redes de Petri Diferenciales

[77], esta metodología también es analizada en [26] con el nombre de Redes de Petri Híbridas Diferenciales. Algunos otros métodos fueron estudiados antes de la formalización híbrida de *MALf* como los modelos de fallo de máquinas dependientes de tipo (TDF) y dependientes de operación (ODF) [25]. Algunas técnicas recientes se enfocan en el uso de grafos de eventos temporizados usando RdP híbridas [78], y aproximaciones híbridas para control supervisor de SEDs usando RdPs en sistemas complejos [79], junto con algunas técnicas de diagnóstico con RdPs.

Para la metodología de anidamiento latente propuesta, es necesario incluir estos lugares de carácter continuo, que permitan el análisis de variables de dinámica continua debido obviamente a su implicación en los grandes procesos industriales y sistemas automatizados. El *MALf* enfocará la parte híbrida bajo los conceptos de las RdP de Tiempo Continuo y RdP Híbridas Temporizadas debido a sus ventajas respecto a las RdP Diferenciales en cuanto a las tareas de diagnóstico se refiere como se mencionó en el Capítulo 3.

A continuación se presenta la definición formal y los planteamientos de esta nueva metodología integrando el uso de lugares continuos. Esta integración permite el uso de la *MALf* en sistemas híbridos. Es importante resaltar que la metodología se desarrolla a la par con ejemplos que clarifiquen los conceptos utilizados y los formalismos matemáticos.

### 4.2.1 Definición formal y fundamentos

Una Red de Petri Híbrida Coloreada para el Diagnóstico de Fallos (RdPHCDF) se define como:

$$RdPHCDF = (P, T, Pre, Post, M_0, Co, C, PLNf, TF, PVf, S, Tempo). \quad (4.14)$$

donde  $P, T, M_0, TF, PVf$ , tienen la misma definición que una RdPCDF.

El conjunto de lugares y transiciones pueden ser divididos en dos subconjuntos respectivamente.

$$P = P^D \cup P^C. \quad (4.15)$$

$$T = T^D \cup T^C. \quad (4.16)$$

Siendo  $P^D$  el conjunto de lugares discretos,  $P^C$  el conjunto de lugares continuos. Así mismo,  $T^D$  el conjunto de transiciones discretas y  $T^C$  el

conjunto de transiciones continuas.

Además, las marcas de comportamiento normal pueden tener un comportamiento discreto o continuo de manera que,

$$N = N^D \cup N^C. \quad (4.17)$$

Por lo tanto  $C = N^D \cup N^C \cup f$ .

Así,  $(N^D, f)$  corresponde al caso para todo  $PLNf_i \in P^D$  llamado  $PLNf_i^D$ , y  $(N^C, f)$  corresponde al caso tal que  $PLNf_i \in P^C$  llamado  $PLNf_i^C$ .

$Pre^T : (P \times T) \rightarrow \mathbb{Q}_+ \text{ o } \mathbb{N}$ ,  $Post^T : (P \times T) \rightarrow \mathbb{Q}_+ \text{ o } \mathbb{N}$ .  $\mathbb{Q}_+$  representa los números racionales. (positivos ó cero).

Entonces, para  $PLNf^C$ :

$$Pre^{TF} : \left( \sum_{i=n}^k PLNf_i^C \times Tf \rightarrow f \cup PVf \times Tr \rightarrow f \right). \text{ Siendo } Pre^{TF}$$

la función de arco de entrada correspondiente al subconjunto  $TF$ .

$$Post^{TF} : \left( PVf \times Tf \rightarrow f \cup \sum_{i=n}^k PLNf_i^C \times Tr \rightarrow f \right). \text{ Siendo } Post^{TF}$$

la función de arco de salida correspondiente al subconjunto  $TF$ . En el caso  $Pre^{TF}$  y  $Post^{TF}$ , el número de funciones arco correspondientes al subconjunto  $TF$  de cada  $PLNf_i^C$  depende de los lugares continuos influenciados entre sí. Tal que  $n$  es el primer lugar continuo influenciado y  $k$  es el último lugar continuo influenciado.

Cabe resaltar que este  $PLNf_i^C$  representa la información del comportamiento de la variable continua, pero también permite anidar las marcas de fallo que son del tipo discretas, lo cual describe un nuevo elemento que es un lugar híbrido de por sí. (Marcas continuas de funcionamiento normal y marcas discretas de funcionamiento en fallo).

$C_0 : P \cup T \rightarrow \{D, C\}$ , es una función compuesta que es definida para todo lugar de la red, ya sea un lugar de anidamiento latente del tipo discreto (conjunto  $P^D$  y  $T^D$ ) o del tipo continuo (conjunto  $P^C$  y  $T^C$ ).

$S = (S_1, S_2, \dots, S_n)$  : es el conjunto de estados híbrido del sistema analizado, este conjunto está compuesto por un vector de estados de operación  $OS$ , firmas de fallo  $Sf$ , y firmas de recuperación  $Sr$ . Este conjunto es definido en el apartado 4.2.6.

$Tempo$  : es la función retardo que asocia un número racional a cada transición temporizada, donde:

if  $f(T_j) = D$ ,  $tempo(T_j) = \{1, d_i\}$  es el retardo asociado a la transición  $T_j$ , expresado en unidad de tiempo.

if  $f(T_j) = C$ ,  $tempo(T_j) = \{V(T_j), d_i\} = \{V_j, h\}$ , tal que  $V_j$  representa la máxima velocidad de disparo asociada con la transición  $T_j$ , y  $h$  es la frecuencia de disparo que representa el tiempo de muestreo.

EL método para fijar el retardo ( $d_i$ ) o fijar la frecuencia de disparo ( $h$ ) depende del comportamiento del sistema.

Esta función *Tempo* de retardo para lugares continuos se implementa de acuerdo a las características del modelo. Si los marcados y los pesos de los arcos no tienen valores negativos solo se utiliza la función  $V_j$ , representando la máxima velocidad de disparo como un valor constante de acuerdo al grado de  $D$ -habilitación. Para este caso, la función se implementa con un solo lugar discreto asociada a la transición continua que representa la máxima velocidad de disparo. Si por el contrario, el modelo tiene marcados negativos o arcos negativos se utiliza la función  $\{V_j, h\}$  usando una transición discreta asociada a un lugar discreto que está vinculado a la transición continua que representa la máxima velocidad de disparo. En este último caso el comportamiento de estos lugares continuos y transiciones continuas es representado como en [21], con el nombre de lugares y transiciones diferenciales.

**Definición 13** *Una transición discreta normal en una RdPHCDF está habilitada para un marcado  $M$  si cada  $P_i \in P^D$  en  ${}^0T_j^D$  cumple la condición:*

$$m(P_i) \geq \Pr e(P_i, T_j^D)$$

**Definición 14** *Una transición continua normal en una RdPHCDF está habilitada para un marcado  $M$  si cada  $P_i$  en  ${}^0T_j^C$  cumple la condición:*

$$m(P_i) \geq \Pr e(P_i, T_j^C), \text{ si } P_i \in P^D$$

ó

$$m(P_i) \in \mathbb{Q}+ \text{ si es un } P_i \in P^C.$$

Donde  ${}^0T_j^D$  es el conjunto de los lugares de entrada del tipo discreto de  $T_j$ , y de igual forma  ${}^0T_j^C$  es el conjunto de los lugares de entrada del tipo continuo de  $T_j$ .

### 4.2.2 Modelado inicial

El modelado inicial es el mismo que en el método clásico, a diferencia de que se representan lugares continuos o diferenciales donde se modela el comportamiento continuo de las variables del sistema. El primer paso, será modelar el comportamiento del proceso, tanto discreto como continuo según las variables que intervengan en el proceso, para esto se utilizarán las técnicas de modelado de sistemas híbridos temporales [26]. Normalmente los procesos discretos representan las órdenes o acciones de control del sistema, mientras que los procesos tecnológicos suelen ser continuos, discretos o mixtos. Como segundo paso se debe realizar un proceso de pegamiento en subsistemas de acuerdo a la concurrencia de

estos, este es el proceso de coloreado de la red, donde se implementan marcas del tipo normal por cada subsistema concurrente del modelo global. Este proceso de plegamiento o más conocido en inglés como "folding" se realiza utilizando las técnicas de RdPC vistas en el apartado de Redes de Petri Coloreadas [64]. Si el modelo lo permite se puede implementar directamente en RdPC.

Es de mucha importancia aclarar que la coloración solo se realiza para el modelo de comportamiento normal, lo cual es un proceso plausible con las RdPC. Sin embargo, la potencia del método radica en la anidación de marcas de fallo y en la representación de marcas como subprocesos del sistema, lo cual es únicamente posible con las RdPC.

### 4.2.3 Definición del conjunto de fallos

Este proceso se realiza igual que en el anidamiento convencional, determinando el conjunto de fallos a diagnosticar en el sistema y realizando una asignación de los mismos respecto a unas marcas coloreadas del tipo  $f = \{f_1, f_2, \dots, f_i\}$ .

Además, este conjunto debe definir unos fallos de tipo continuo que se determinarán de acuerdo al comportamiento del residuo y a unos umbrales asignados ya sea por el proceso o por conocimiento experto. Si se produce un fallo  $f_i$  proveniente de un comportamiento anormal de una variable continua  $h$ , siendo que el lugar continuo es influenciado por una marca de comportamiento normal  $q$  contenida en un lugar  $PLNf_k$  el fallo se designa como una marca  $\langle f_i^q, S_i \rangle$ . Donde  $f_i$  es el fallo producido en la subred  $q$  y  $S_i$  es el estado de operación continuo en que se produjo el fallo. El proceso de anidación de marcas de fallo se realiza usando conocimiento experto de un modelo ya obtenido. Esto significa que nuevos fallos pueden ser anidados sin necesidad de modificar el modelo del sistema. Sin embargo, otros métodos se están estudiando para declarar fallos iniciales y su evolución como lo son las técnicas de fallos intermitentes [72] y el análisis estructural [74].

Basándose en el ejemplo de la figura 4-1 y 4-2, la figura 4-5 completa el modelo implementando el diagnóstico de la parte continua. Este modelo híbrido de diagnóstico utilizando el *MALf* permite clarificar los conceptos vistos anteriormente y se seguirá tomando como referencia para explicaciones.

Acorde al mapa de sensores como se vio en el apartado 4.1.5 los valores de salida son:  $srov_1(M_k) = \{F, NF\}$ ,  $srov_2(M_k) = \{m_2\}$ , donde  $F$  es el paso flujo de salida,  $NF$  es no paso de flujo de salida y  $m_2$  representa el volumen del líquido en el tanque.

El fallo  $f_1^q$  de  $PLNf_1$  es el mismo como se vio en el ejemplo anterior (Fig 4-2). Sin embargo, en el caso continuo, si un fallo  $f_2^q$  ocurre desde un



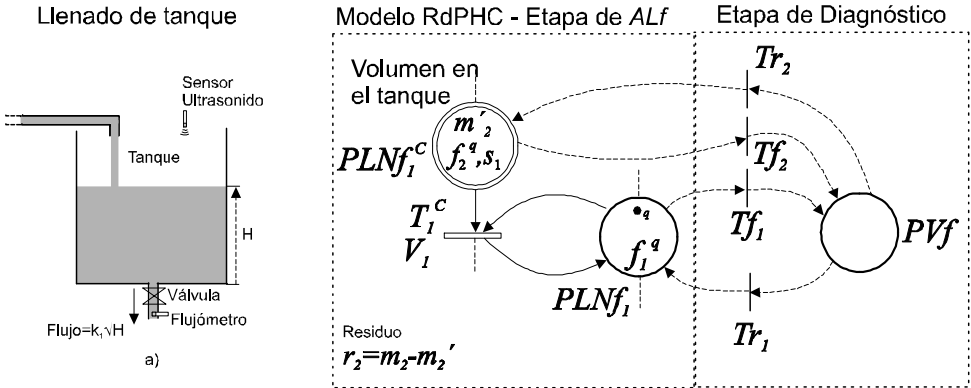


Figura 4-5: Modelo *RdPHC* usando el *MALf* para el modelo básico.

comportamiento anormal de una variable continua  $m_2$ , conociendo que el lugar continuo es influenciado por una marca de comportamiento normal  $\bullet q$  en  $PLNf_1$ , entonces el fallo es designado como un par  $\langle f_2^q, S_1 \rangle$ . Tal que  $f_2^q$  es el fallo que ha ocurrido, y  $S_1$  es el estado de operación continuo en el cual el fallo ha ocurrido, en este caso la válvula abierta "vaciando".

El fallo  $\langle f_2^q, S_1 \rangle$  es verificado en  $PVf$  si la transición  $Tf_2$  es disparada. En este caso,  $Tf_2$  es habilitada respecto a la firma de fallos  $Sf_k$ . Esta firma de fallos  $Sf_k$  representa el comportamiento anormal de la variable continua usando una técnica de diagnóstico continua, esta es mayormente explicada en el apartado 2.1.2. En este ejemplo, nosotros usamos la técnica de análisis residual donde,  $Sf_k = r_1 = m_2 - m_2'$ . Si el residuo  $r_1$  tienen un comportamiento anormal respecto al límite  $\tau$ , la transición  $Tf_2$  es disparada, y adiciona una marca de fallo  $\langle f_2^q, S_1 \rangle$  a  $PVf$  acorde a la correspondiente firma de fallo  $Sf_k$ .

#### 4.2.4 Lugares de anidamiento latente de fallos

Los lugares de anidamiento latente son definidos según el método como de tipo discreto, confirmando que todos los fallos incluidos en el sistema se deben asignar única y exclusivamente al conjunto de lugares  $PLNf$ . Sin embargo, en un sistema híbrido, si existe un lugar de tipo continuo  $P_i^C$  que represente durante un cierto tiempo  $t$  un estado de operación según el o los estados de un lugar discreto, los fallos se asignarán a dicho lugar continuo donde  $PLNf_i \in P^C$ . Esto quiere decir, que los fallos generados por el comportamiento anómalo de la variable continua de algún lugar  $P_i^C$  se anidarán en el mismo lugar continuo ahora denominado  $PLNf_i^C$  debido a ese carácter híbrido. Ejemplo: Si

tenemos una resistencia calefactora dentro de un tanque con un producto específico, y queremos representar la temperatura del producto con una marca continua, podemos tener dos estados de operación discreto que influyen en esa marca continua así: calentando (cuando activa la resistencia), enfriando (cuando la resistencia se encuentra apagada). Estos dos estados de operación se caracterizan por ser de control en el modelo. Uno que representa el estado de encendido y otro que representa el estado de apagado de la resistencia.

La representación de las marcas de tipo comportamiento normal continuo son del tipo texto numérico (según su valor), mientras que las de fallo y las de comportamiento normal discreto se mantienen según el método propuesto en el capítulo anterior.

#### 4.2.5 Trayectorias de verificación y recuperación de fallos

Estas trayectorias se definen única y exclusivamente por las transiciones de fallo y las transiciones de recuperación, añadiendo algunas restricciones que incluyen el estado de los lugares de comportamiento normal y las marcas de comportamiento continuo. Estas restricciones se presentan en la condición y el grado de validación de las transiciones y en la complejidad en cuanto a la construcción de las transiciones de fallo cuando se presentan lugares de tipo continuo.

**Definición 15** *Una transición de fallo o de recuperación en una RdPCDF o RdPCHDF está habilitada para un marcado  $M$  en lugares discretos si cada  $PLN f_k^D$  o  $PV f$  en  ${}^0TF_j$  cumple la condición:*

para  $Tf$ :

$$m(PLN f_k) \geq \Pr e(PLN f_k, Tf_j)$$

para  $Tr$ :

$$[m(PV f) \geq \Pr e(PV f, Tr_j)] \wedge [m(PLN f_k) \geq \Pr e(PLN f_k, Tr_j)]$$

Siendo  $M'_F$  el marcado obtenido después del disparo de la transición  $Tf_j$  con respecto al la firma de fallos  $Sf_k$ . Este marcado de fallos es deducido desde el marcado  $M_F$  por la siguiente relación:

Para la trayectoria de fallos:

$$M'_F(PLN f_i^D) = M_F(PLN f_i^D) + Post(PV f, Tf_j/SROV_{uev}) - Pre(PLN f_i^D, Tf_j/SROV_{uev}), \forall PLN f_i^D \quad (4.18)$$

$$M'_F(PLN f_i^C) = M_F(PLN f_i^C) + Post(PV f, Tf_j/Sf_k)$$

$$-\sum_{i=n}^k Pre(PLNf_i^C, Tf_j/Sf_k), \forall PLNf_i^C \quad (4.19)$$

Para la trayectoria de recuperación:

$$M'_F(PVf) = M_F(PVf) + \sum_{i,j=1}^m \left( \begin{array}{c} Post(PLNf_i^D, Tr_j/SROV_{ev})- \\ Pre(PVf, Tr_j/SROV_{ev}) \end{array} \right) + \sum_{i=1}^m \sum_{j=n}^k \left( \begin{array}{c} Post(PLNf_i^C, Tr_j/Sr_k)- \\ Pre(PVf, Tr_j/Sr_k) \end{array} \right), \forall PVf \quad (4.20)$$

Tal que  $m$  es el último  $PLNf$ ,  $n$  es el primer lugar continuo influenciado, y  $k$  es el último lugar continuo influenciado. En el ejemplo de la figura 4-5 nosotros tenemos:

Para la verificación del fallo:

$$M'_F(PLNf_1) = M_F(PLNf_1) + Post(PVf, Tf_1/SROV_{uev}) - Pre(PLNf_1, Tf_1/SROV_{uev}), M'_F(PLNf_1^C) = M_F(PLNf_1^C) + Post(PVf, Tf_2/Sf_k) - Pre(PLNf_1^C, Tf_2/Sf_k).$$

Pra la recuperación del fallo:

$$M'_F(PVf) = M_F(PVf) + Post(PLNf_1, Tr_1/SROV_{ev}) - Pre(PVf, Tr_1/SROV_{ev}) + Post(PLNf_1^C, Tr_2/Sr_k) - Pre(PVf, Tr_2/Sr_k).$$

La posibilidad de tener variables continuas dentro del modelo híbrido, implica el hecho de que se puede realizar un análisis para obtener nuevos diagnósticos respecto a estas mismas variables. La idea principal radica en utilizar técnicas clásicas de diagnóstico de fallos ya sean basadas en modelos o basadas en la heurística, [34]. Por ejemplo, si se usa la técnica de análisis basada en modelos cuantitativos que es la generación de residuos y su posterior evaluación.

Algunas de las técnicas más usadas en este ámbito de la generación de residuos son las ecuaciones de paridad [31] y los observadores [1].

Para hallar los residuos se necesita tener el modelo dinámico del funcionamiento de las variables continuas (normalmente en ecuaciones diferenciales), y despejar las variables de las que se quiera obtener un residuo. Según la complejidad se pueden representar en variables de estado, como en el análisis de RdP híbridas de [21].

En este trabajo, la aproximación que se presenta y se utiliza en los ejemplos usa una serie de residuos de la forma  $r(t) = y(t) - \hat{y}(t)$ , siendo  $\hat{y}(t)$  la variable representada por el lugar continuo, e  $y(t)$  la variable medida por el sistema o proceso en tiempo real. El residuo se hallará directamente en el lugar continuo. La evaluación residual se realizará en

cada transición de fallos y recuperación utilizando conocimiento experto para definir unas firmas de fallo y así discernir sobre la ocurrencia de fallo y aislarla finalmente en el lugar de verificación de fallos  $PVf$ . Cada uno de estos residuos ( $r_i(k)$ ) será evaluado respecto a un umbral  $\tau_i$ , establecido de acuerdo a un conocimiento previo o heurístico.

Con el fin de definir el Método de Anidamiento Latente de Fallos para Sistemas Híbridos, es necesario plantear algunas nuevas condiciones para el análisis continuo. En este caso se utilizarán unos estados de operación ( $S$ ) y unas firmas de fallos ( $Sf$ ). Acorde a las técnicas de FDI, la detección de fallos se realiza en las transiciones de fallo mediante el cumplimiento de las reglas de disparo. Así mismo, el aislamiento del fallo se realiza en el momento del anidamiento de fallo para lo cual se usa conocimiento experto. El aislamiento de fallos también puede realizarse usando análisis estructural ( $SA$ ), en el cual se define un conjunto de ecuaciones estructurales y un conjunto de variables conocidas y desconocidas. Todo esto en función a la estructura de sistema [74]. Este  $SA$  nos permite realizar anidamiento de fallos si no hay conocimiento experto previo en el sistema. Es importante resaltar en este apartado que la importancia del anidamiento latente para sistemas híbridos radica en la fusión de las técnicas de diagnóstico continuo con el  $MALf$  y no en estas clásicas técnicas de diagnóstico. Esta fusión está compuesta de la técnica de diagnóstico escogida y la relación entre la parte discreta y continua de la RdP. Para el análisis de la fusión es necesario plantear algunas nuevas condiciones al análisis continuo denominadas estados de operación y firmas de fallo nombrados anteriormente.

#### **4.2.6 Tipos de influencia en lugares continuos y estados de operación**

Debido a la naturaleza continua presente en los modelos híbridos, es importante analizar cómo influyen los lugares continuos entre sí de acuerdo al tipo de sistema a tratar. Esta influencia entre lugares continuos es un factor importante en un efecto conocido como acoplamiento de fallos, el cual implica lecturas erróneas de fallo por la propagación de los mismos [80]. Este factor sirve para analizar de una manera más sistemática los residuos de los lugares continuos del sistema, y lograr un aislamiento del fallo más efectivo.

Para cualquier sistema híbrido existen tres tipos de influencia según el comportamiento de los lugares continuos Figura 4-6. a) Lugares continuos aislados. b) Lugares continuos influenciados en cascada. c) Lugares continuos influenciados cíclicamente. Estos estados de

operación son analizados solo en la etapa de diagnóstico. Sin embargo, estos estados pueden ser usados para entender el comportamiento de la parte continua influenciada por la parte discreta en RdPs Híbridas Autónomas. Por lo tanto, la nomenclatura de los estados de operación es general para cualquier lugar sea discreto o continuo.

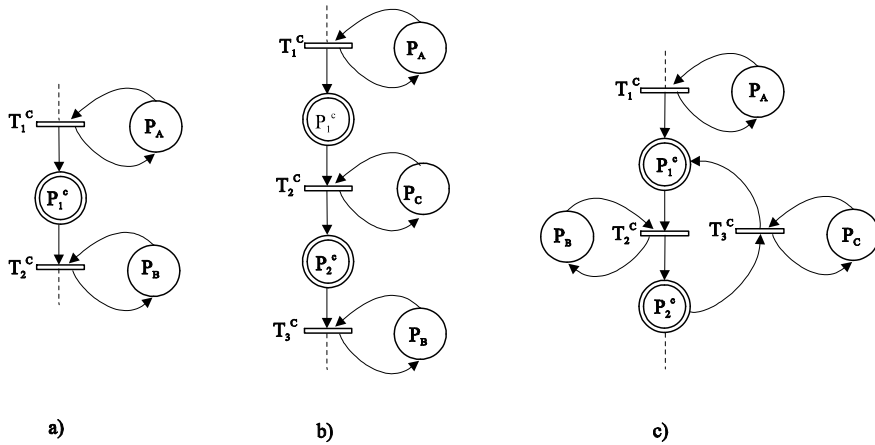


Figura 4-6: Tipos de influencia continua según el modelo híbrido

Así mismo existen unos estados de operación para cada lugar continuo, que indican el comportamiento de la variable continua que modelan. Estos estados de operación dependen de los lugares discretos que controlan al lugar continuo y se caracterizan por incluir unas firmas de fallos para el análisis residual.

Un modelo híbrido tiene un conjunto de estados de operación para el fallo y para la recuperación así:  $S = \{S_1, S_2, \dots, S_i\}$ . Así, cada  $S_i$  puede ser solo del tipo {en incremento, en decremento, en reposo o mixto}. Para cada caso, cada estado  $S_i$  es representado por una firma de fallos  $Sf_i$  o un estado de operación  $os_i$  acorde a la influencia entre los lugares continuos, así como se puede ver en los siguiente sub-apartados.

### Lugares continuos aislados

Estos modelos tienen normalmente un único lugar continuo en el modelo híbrido con un vector de estados de operación único, aunque según el modelo pueden existir varios lugares continuos no influenciados entre sí, lo cual implicaría un vector de estados de operación para cada lugar continuo. Donde,  $OS_f = (os_l, \dots, os_k)$  siendo que  $l$  y  $k$  corresponden al subíndice de los lugares  $PLNf_l^C$  y  $PLNf_k^C$  respectivamente. Siendo

$|OS_f|$  en este caso la cantidad de  $PLNf^C$  aislados presentes en el modelo. Cada  $os_i$  es un vector que contiene tantos estados de operación como firmas de fallos por cada lugar continuo  $PLNf_i^C$ , así,  $os_i = (Sf_1(k), \dots, Sf_m(k))$ , tal que  $|os_i| \leq 2^n$  siendo  $n$  la cantidad de  $P^D$  que influncian el lugar  $PLNf_i^C$ .

En este caso por cada lugar continuo aislado  $S = os$ , donde:

$$\forall S_i \in S \exists |Sf_i \in os \mid S_i = Sf_i. \quad (4.21)$$

### Lugares continuos con influencia mutua

**a) Influencia en cascada.** En estos modelos los lugares continuos se influncian de uno en uno de manera recurrente, sin embargo el flujo de información se transfiere en un lazo abierto, lo que implica que el comportamiento de un lugar continuo  $PLNf_i^C$  influye directamente en el comportamiento del lugar posterior  $PLNf_{i+1}^C$  y así sucesivamente, pero de ninguna manera influye en el lugar inmediatamente anterior  $PLNf_{i-1}^C$ .

**b) Influencia en modelos cíclicos.** Estos modelos se caracterizan por ser modelos en flujo cerrado o retroalimentado, lo cual implica que pueden verse influncidos todos los comportamientos de los lugares continuos entre sí de acuerdo al control que ejerzan sobre estos los lugares discretos del modelo.

Tanto para los lugares continuos influncidos en cascada como cíclicamente existirá de igual forma que para los lugares aislados, una única transición de fallos  $Tf_j$ , que define una cantidad de arcos  $Pre$  para esa  $Tf_j$  como:

$$Pre^{Tf_j} = \sum_{i=n}^k PLNf_i^C \times Tf_j$$

donde  $n$  es el lugar continuo inicial de influencia y  $k$  el último lugar continuo influncido. El número de arcos  $Pre$  permite conocer cuántos  $PLNf_i^C$  están mutuamente influncidos y deben ser conectados por cada  $Tf_j$ .

**Lugares continuos con influencia mixta** Estos modelos pueden tener estructuras mixtas de operación, tanto aislados como en cascada o cíclicos.

Para hallar los estados de operación de los lugares continuos influncidos entre sí con una mayor facilidad, es necesario realizar una tabla llamada "*tabla de influencia de lugares continuos*". De esta tabla se tendrán la cantidad de estados de operación del modelo. Así mismo,

se obtendrán las firmas de fallo de acuerdo a los lugares discretos que influyen cada lugar continuo. Esta tabla principalmente muestra la influencia que tiene un lugar continuo sobre otro de acuerdo a los lugares discretos que interactúan con los lugares continuos, permitiendo obtener las transiciones de fallo y recuperación.

Finalmente, en los lugares continuos con influencia mutua o mixta  $S = OS$ , tal que:

$$\forall s_i \in S \exists | os_i \in OS \mid s_i = os_i. \quad (4.22)$$

Tanto en los lugares continuos aislados como en los continuos influenciados entre sí, existen cuatro estados principales de operación según la influencia discreta que son:

Estado incremento, estado decremento, estado mixto o estado reposo, dependiendo siempre del tipo de control ejercido por parte de los lugares discretos que influyen los lugares continuos. La tabla 4-1 muestra la influencia para los modelos a), b) y c) de la figura anterior.

### 4.2.7 Firmas de fallos

Las firmas de fallos representan la correspondencia del comportamiento residual en los fallos asignados a un  $PLNf$ . Cuando la transición de fallos es habilitada y el residuo es verificado entonces es disparada  $Tf$  y la correspondiente marca de fallo es depositada en  $PVf$ . Este comportamiento corresponde a tener un conjunto de firmas de fallo por cada conjunto  $os_i$ . Una firma de fallos puede contener un fallo del tipo único  $\langle f_i, S_n \rangle$  o del tipo simultaneo  $\langle f_i f_j, S_n \rangle$  con diferentes condiciones de comportamiento residual, acorde al conjunto de límites o umbrales establecidos  $\tau$ . Un ejemplo de firmas de fallo puede verse a continuación:

Tabla 4-1: Lugares continuos influenciados entre sí

$$Sf_i(k) = \begin{cases} \langle f_i, S_n \rangle & \text{if } r_i > \tau_i \\ \langle f_i f_j, S_n \rangle & \text{if } r_i < \tau_j \end{cases}$$

Como se vio en el apartado anterior, existe un conjunto de valores no esperados de lecturas de sensor  $SROV_{uev}(M_k)$ , y un conjunto de valores esperados de lecturas de sensor  $SROV_{ev}(M_k)$  para un marcado discreto dado. Estos conjuntos asocian el paso de una marca de fallos del lugar de anidamiento latente  $PLNf_k$  al lugar de verificación  $PVf$ , o inversamente para la recuperación, apartado 4.1.5.

En este caso existe la posibilidad de incluir fallos desde la dinámica continua en el conjunto de valores de lectura no esperados  $SROV_{uev}(M_k)$ . En el caso de lugares continuos únicos se incluye una firma de fallos  $Sf_i(k)$ , y en el caso de lugares mutuamente influenciados

$P_B$	$P_A$	$P_1^C$	
0	0	$Sf_1$	$os_1$
0	1	$Sf_2$	$os_2$
1	0	$Sf_3$	$os_3$
1	1	X	

a)

$P_A$	$P_B$	$P_C$	$P_1^C$	$P_2^C$	
0	0	0	X	X	
0	0	1	$Sf_1$	$Sf_2$	$os_1$
0	1	0	$Sf_3$	$Sf_4$	$os_2, os_3$
0	1	1	X	X	
1	0	0	$Sf_5$	$Sf_6$	$os_4, os_5$
1	0	1	X	X	
1	1	0	X	X	
1	1	1	X	X	

b)

$P_A$	$P_B$	$P_C$	$P_1^C$	$P_2^C$	
0	0	0	X	X	
0	0	1	$Sf_1$	$Sf_2$	$os_1$
0	1	0	$Sf_3$	$Sf_4$	$os_2$
0	1	1	X	X	
1	0	0	$Sf_5$	$Sf_6$	$os_3, os_4$
1	0	1	X	X	
1	1	0	X	X	
1	1	1	X	X	

c)

un vector de firmas de fallos  $os_i$  según se explicó en el apartado anterior. Así mismo, una firma de recuperación  $Sr_n(k)$  de comportamiento normal de un residuo es incluida en el conjunto de valores de lectura esperados  $SROV_{ev}(M_k)$ , acorde a la dinámica continua del  $PLNf_i^C$  y el  $P^D$  que influencia esta dinámica continua. Las firmas de recuperación son definidas de la misma manera como las firmas de fallo descritas anteriormente y se definen reemplazando la etiqueta "f" de fallo por la etiqueta "r" de recuperación.

Para este caso, la detección y aislamiento de los fallos individuales  $f_i$  o simultáneos (no necesariamente correlacionados) del tipo  $f_i f_k$ , vendrá determinado por las condiciones dinámicas establecidas en el mercado discreto y continuo y consiguientemente en cada estado alcanzado por el sistema. Así mismo, por el conjunto de lecturas de señales normalmente no esperadas obtenidas de los sensores discretos y las firmas de fallo según el modo de funcionamiento actual del estado continuo.

Repasando la figura 4-6 a) se muestra un lugar continuo aislado para el cual la influencia es dada por parte de dos lugares discretos  $P_A$  y  $P_B$ . La tabla 4-1 muestra las firmas de fallos para el comportamiento de este lugar, Donde:

$$os_1 = (Sf_1(k), Sf_2(k), Sf_3(k))$$

$Sf_1$ = Firma de fallo para estado de reposo

$Sf_2$ = Firma de fallo para estado de incremento (llenado)

$Sf_3$ = Firma de fallo para estado de decremento (vaciado)

X =No permitido por el control

Para cada estado de operación le corresponde una firma de fallo.

De todo esto se obtiene que un  $PLNf_i^C$  aislado tendrá una única transición de fallos mientras no haga parte de otro conjunto de lugares



influenciados entre sí como en cascada o cíclico. Este lugar verifica cada estado de operación mediante firmas de fallos, para determinar un fallo del tipo  $\langle f_i, S_i \rangle$ , donde cada  $S_i$  corresponderá a una firma de fallos.

Así mismo, la tabla 4-1 muestra las firmas de fallo y los diferentes estados de operación para el ejemplo de lugares continuos en cascada 4-6 b) y el ejemplo de lugares influenciados cíclicamente 4-6 c). La  $X$  significa que esta combinación de lugares discretos nunca se dará por parte del control.

Al analizar b), es interesante observar que el estado de operación  $os_1$  es del tipo mixto, siendo que  $P_1^C$  influencia el comportamiento de  $P_2^C$ , lo que indica que los residuos obtenidos deben analizarse en conjunto para un mejor aislamiento de los fallos. Así mismo, se observa en como las firmas de fallos  $Sf_3$  y  $Sf_4$  hacen parte de distintos estados de operación uno en reposo y otro en decremento, también  $os_4$  y  $os_5$  representan el estado de incremento para  $P_1^C$  y en estado de reposo para el lugar  $P_2^C$  respectivamente. Al analizar c) se observa que las firmas de fallos  $Sf_3$  y  $Sf_4$  hacen parte de un mismo estado de operación  $os_2$  indicando que estos dos lugares continuos se influncian entre sí y es necesario analizar sus residuos conjuntos para poder aislar los fallos.

Finalmente la figura 4-7 muestra la misma figura 4-6 pero con las transiciones de fallos ya implementadas según el análisis anterior. Los lugares continuos  $P_k$  de la RdP, pasan a ser lugares de anidamiento latente  $PLNf_k$ .

Para el modelo de la figura 4-7 a) se tiene por ejemplo unas firmas de fallo para cada estado del tipo:

$$Sf_1(k) = \begin{cases} \langle f_i, S_1 \rangle & \text{if } r_i > \tau_i \\ \langle f_i f_j, S_1 \rangle & \text{if } r_i < \tau_j \end{cases}$$

Permitiendo en este caso la verificación de un fallo individual  $f_i$  y la verificación de un fallo de tipo simultaneo  $f_i f_j$ . Donde  $S_1$  indica el estado de reposo para  $PLNf_1^C$

Por ejemplo para el estado de operación  $os_1$  en b) y c) se tiene:

$$\text{caso b) } S = OS_f = (os_1, os_2, os_3, os_4, os_5)$$

$$\text{caso c) } S = OS_f = (os_1, os_2, os_3, os_4)$$

En este ejemplo  $os_1$  es igual en b) y c). Luego:

$$os_1(k) = Sf_1 \wedge Sf_2,$$

donde:

$$\langle f_i, S_1 \rangle \quad \text{si } r_i > \tau_i \wedge r_j > \tau_k$$

$$\langle f_i f_j, S_2 \rangle \quad \text{si } r_i > \tau_f \wedge r_j > \tau_m$$

Permitiendo la verificación del fallo de tipo individual  $f_i$  del estado de operación de decremento  $S_1$  para el lugar continuo  $PLNf_1^C$  y la verificación del fallo de tipo simultaneo  $f_i f_j$  del estado de operación de incremento  $S_2$  para el lugar continuo  $PLNf_2^C$ . Siendo  $S_1$  en este caso

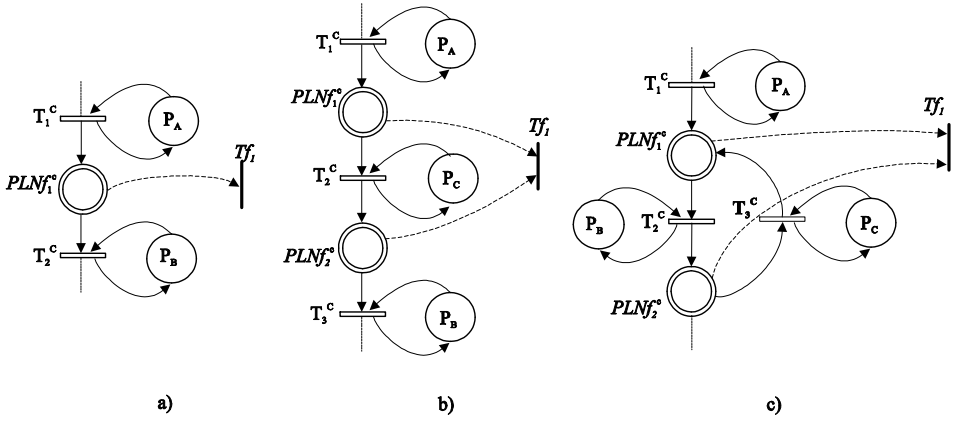


Figura 4-7: Transiciones de fallo para ejemplos de influencia de lugares continuos en modelos híbridos

el estado mixto para  $PLNf_1^C$  y  $PLNf_2^C$ .

Para una notación más compacta en cuanto a las transiciones de fallo y recuperación, se tiene que la validación "E" (enable) de estas transiciones está dada así:

Para  $Tf$  :

$$Ef = SROV_{nev}(M_k), Sf_n(k) \quad (4.23)$$

para  $Tr$  :

$$Er = SROV_{ev}(M_k), Sr_n(k) \quad (4.24)$$

Finalmente, recordando que  $M_1[T_1/Sf_k > M_2]$  y basados en la figura 4-5, si se quiere definir la trayectoria de fallo trazada de un lugar continuo  $PLNf_1^C$ , que contiene una marca de fallo del tipo  $\langle f_2^q, S_1 \rangle$ , una marca de comportamiento normal continua  $\langle m'_2 \rangle$ . Se verifica el estado discreto con una marca de comportamiento normal  $\langle \bullet_q \rangle$  y es influenciada por un residuo fuera de un umbral designado, se expresaría de la forma:

$$\begin{aligned} & M(PLNf_1^C(\langle m'_2 \rangle, \langle f_2^q, S_1 \rangle)) \\ & [Tf_2/Sf_n(k)M(PLNf_1^C(\langle m'_2 \rangle, \langle f_2^q, S_1 \rangle)) \quad (4.25) \\ & > M(PVf(\langle f_2^q, S_1 \rangle)). \end{aligned}$$

La figura 4-8 representa este comportamiento.

Eventualmente, ese mismo fallo  $\langle f_2^q, S_1 \rangle$  puede experimentar un proceso de recuperación al lugar de origen  $PLNf_1^C$ . De esta manera

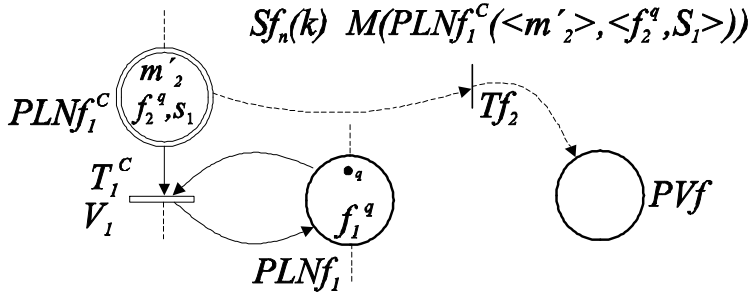


Figura 4-8: Trayectoria para la verificación de un fallo, en este caso un comportamiento anormal del residuo de una variable continua

el modelo puede ser receptivo al tratamiento de fallos de carácter intermitente. Esta recuperación se expresa como:

$$\begin{aligned}
 & M(PVf(\langle f_2^q, S_1 \rangle)) \\
 Tr_2 / Sr_n(k) & (M'(PLNf_1^C(\langle m'_2 \rangle)) \wedge M(PVf(\langle f_2^q, S_1 \rangle))) \quad (4.26) \\
 & > M(PLNf_1^C(\langle m'_2 \rangle, \langle f_2^q, S_1 \rangle)).
 \end{aligned}$$

La figura 4-9 representa este comportamiento.

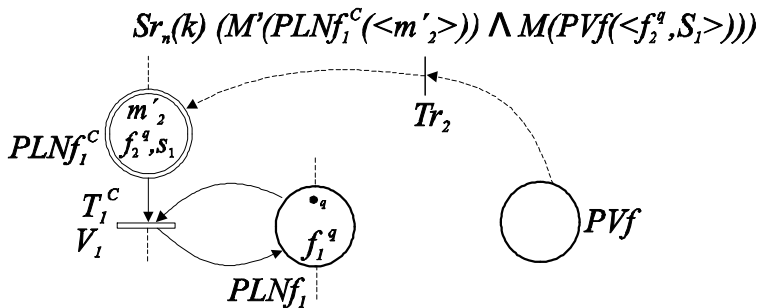


Figura 4-9: Trayectoria para la recuperación de un fallo, en este caso un comportamiento normal del residuo de una variable continua

### 4.3 Diagnosticabilidad del modelo

El concepto de diagnosticabilidad se mantiene de acuerdo al capítulo anterior, aunque se debe incluir las firmas de fallo para cada estado de operación de cada lugar continuo  $P_i^C$ :

$$\begin{aligned} \forall f_i \in f \quad \exists (M(PLNf_i(\langle h \rangle, \langle f_i, S_n \rangle))) \\ [Tf_j/Sf_n(k)(M(PLNf_i(\langle h \rangle, \langle f_i, S_n \rangle))) \\ > M(PVf(\langle f_i, S_n \rangle))] \end{aligned} \quad (4.27)$$

Así mismo se debe cumplir la condición de que al menos una firma de fallo  $Sf_n(k) \subseteq os_i$  debe existir por cada  $PLNf_i^C$ :

$$\forall PLNf_i^C \in P^C \quad \exists Sf_n(k) \subseteq os_i \quad (4.28)$$

### 4.4 Ejemplo de la metodología

Para ejemplificar el método de sistemas híbridos utilizando anidamiento latente, se recurre a la implementación de un ejemplo básico de llenado de un tanque utilizando algunas entidades discretas y continuas que permiten mostrar prácticamente cada uno de los puntos tratados anteriormente. El sistema ejemplo consiste en un tanque de almacenamiento de líquido, donde tenemos: Un sistema de almacenaje o tanque, 3 actuadores (2 válvulas de paso, 1 mezclador), 3 sensores (2 de flujo binarios, 1 de nivel tipo ultrasonido). La figura 4-10 muestra la estructura física del sistema.

Las especificaciones de operación del proceso son las siguientes:

El proceso comienza dando la orden de abrir a la válvula  $V_1$  para el llenado del tanque, con un ratio de flujo de  $2v.u/t.u.$  (unidades de volumen por unidad de tiempo) hasta llegar a la posición  $Lim = 30$  indicada en la figura (esta posición será un indicador de nivel discreto medido por el sensor ultrasonido). Luego se procede activar el mezclador  $M$  durante  $t_1 = 20$  segundos y a cerrar la válvula  $V_1$  para no depositar más producto. Por último, se procede a desocupar el tanque abriendo la válvula  $V_2$  con un ratio de flujo de  $3v.u/t.u.$  y a desactivar el mezclador. Tanto la entrada como la salida de flujo son a un ratio fijo, lo que indica que la función de llenado y vaciado es de tipo lineal. En el modelo real se utilizará  $k\sqrt{h(t)}$ , como flujo de salida pero en la simulación previa el ratio de flujo será la indicada anteriormente. El proceso se ejecuta de manera cíclica.

El primer paso según el método consiste en la realización de un modelo del sistema en RdP de comportamiento normal. Debido a la

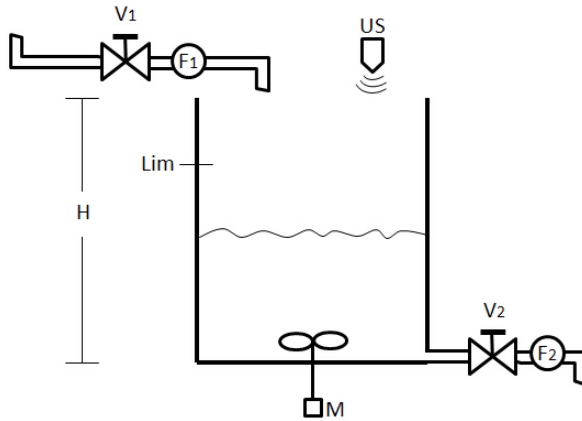


Figura 4-10: Sistema híbrido de ejemplo

sencillez de este ejemplo por no existir subsistemas concurrentes, su diseño es sencillo, Fig 4-11. En la gráfica se puede observar el diseño del modelo híbrido utilizando la herramienta software sirphyco [26], así como el comportamiento en el tiempo del lugar continuo  $P_5$  Figura 4-12.

El lugar  $P_6$  solo se usa como salida del flujo del tanque ya que es requerido para la simulación. Así mismo, los arcos que unen el lugar  $P_5$  con la transición  $T_2$  y el lugar  $P_6$  con la transición  $T_4$  se usan para verificar el estado del lugar continuo debido a que no es posible modelar las entradas externas como para este caso el sensor de nivel. También se puede observar el tiempo de retardo  $d_i = 20$  asociado a la transición discreta  $T_3$ .

Esta simulación nos es útil para observar el comportamiento del lugar continuo, y la influencia de los lugares discretos en el marcado de este lugar  $P_5$ , lo cual ayuda a analizar mejor el sistema en busca de identificar los fallos del mismo y como aislarlos. Si se analiza el comportamiento del sistema dinámico discreto se obtienen 4 marcados alcanzables en comportamiento normal así:

$M_0$ = Condición inicial, válvula  $V_1$  cerrada.

$M_1$ = Se da la orden de apertura a la válvula  $V_1$

$M_2$ = Se da la orden de cierre de la válvula  $V_1$  y de activación del mezclador  $M$

$M_3$ = Se da la orden de apertura de la válvula  $V_2$  y de apagado del mezclado.

Del cual se obtendrá el vector inicial de marcados alcanzables del sistema  $*M_0 = (M_0, M_1, M_2, M_3)$ .

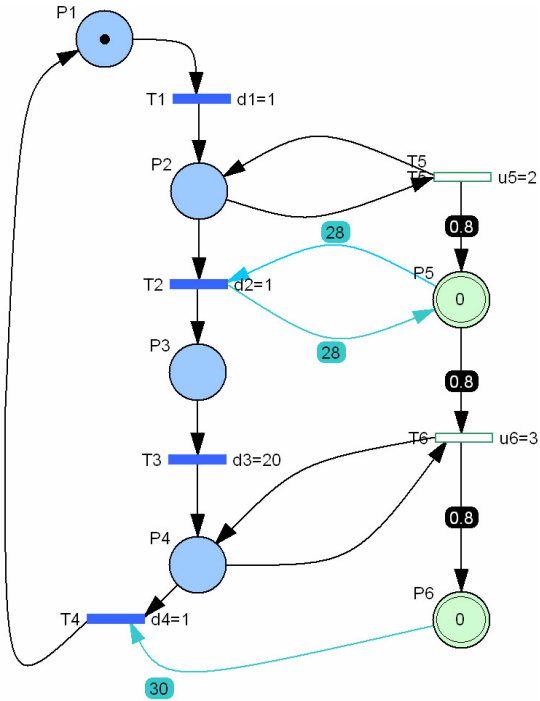


Figura 4-11: Modelo Híbrido del sistema de un tanque con dos válvulas de flujo.

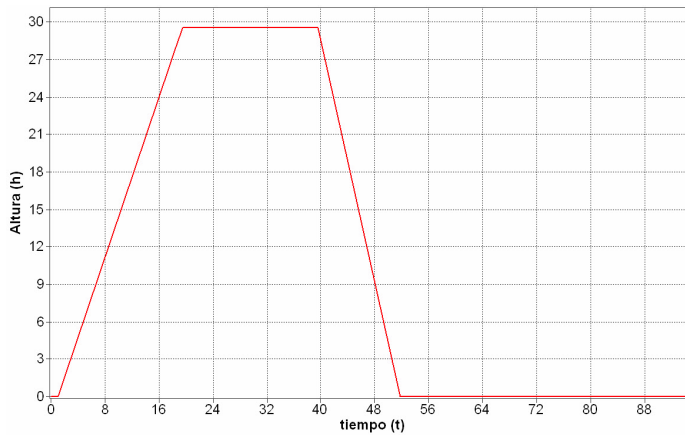


Figura 4-12: Gráfica de evolución del lugar continuo  $P_5^C$ .

Al analizar la parte continua del modelo, se puede observar la máxima velocidad de disparo en las transiciones  $T_5$  y  $T_6$  representando el ratio de flujo al abrir las válvulas  $V_1$  y  $V_2$  respectivamente. Así mismo, se puede observar los arcos con peso de 0.8, este peso representa  $1/A$  donde  $A$  es el área del tanque de llenado. Por otra parte tenemos un marcado  $M_4^C$  continuo para el lugar  $P_5$ . Este marcado vendrá determinado por varios estados de operación según el estado discreto.

El análisis dinámico del sistema continuo está regido por una sencilla ecuación diferencial.

$$\frac{dh(t)}{dt} = \frac{1}{A}(q_1(t) - q_2(t)) \quad (4.29)$$

donde  $A$  es el área del tanque,  $\frac{dh(t)}{dt}$  la variación de la altura con respecto al tiempo y  $q_1, q_2$  los flujos de entrada y salida para las válvulas  $V_1$  y  $V_2$  respectivamente.

Para definir los fallos nos remitimos al conocimiento del sistema propuesto. Observando los componentes que existen en el proceso tenemos los siguientes fallos: fallo por atascamiento en válvulas, fallo por fuga en el tanque, fallo en sensores. Clasificando los fallos con identificadores de texto usando marcas coloreadas tenemos:

- $f_1$ =Válvula  $V_1$  atascada en abierto
- $f_2$ =Válvula  $V_1$  atascada en cerrado
- $f_3$ =Válvula  $V_2$  atascada en abierto
- $f_4$ =Válvula  $V_2$  atascada en cerrado
- $f_5$ =Fuga en el tanque
- $f_6$ =Fallo en el sensor de nivel

La anidación de los fallos se realizará de acuerdo a las lecturas sensoriales de comportamiento normal y anormal del sistema. En este ejemplo se va a analizar las lecturas sensoriales discretas y continuas por separado para un mejor entendimiento.

Las lecturas de comportamiento sensorial discretas sabiendo que tenemos:

- Sensores de flujo:
- $srov_{11}(M_k) = \{F_1, NF_1\}$
- $srov_{12}(M_k) = \{F_2, NF_2\}$

Utilizando el sensor ultrasonido como medida de que hay alguna lectura de nivel o el tanque está vacío .

- $srov_2(M_k) = \{L, NL\}$

De lo cual obtenemos las lecturas de comportamiento normal y anormal para cada marcado que se puede observar en la tabla 4-2.

Tabla 4-2: Comportamiento a fallo según los estados de sensores y el marcado discreto.

<b>F<sub>1</sub></b>	<b>F<sub>2</sub></b>	<b>L</b>	<b>M<sub>0</sub></b>	<b>M<sub>1</sub></b>	<b>M<sub>2</sub></b>	<b>M<sub>3</sub></b>
0	0	0	$SROV_{ev}$	$f_2$	$f_6$	$f_4f_6$
0	0	1	$f_6$	$f_6f_2$	$SROV_{ev}$	$f_4$
0	1	0	$f_3f_6$	$f_2f_3f_6$	$f_3f_6$	$f_6$
0	1	1	$f_3$	$f_2f_3$	$f_3$	$SROV_{ev}$
1	0	0	$f_1f_6$	$f_6$	$f_1f_6$	$f_1f_4f_6$
1	0	1	$f_1$	$SROV_{ev}$	$f_1$	$f_1f_4$
1	1	0	$f_1f_3f_6$	$f_3f_6$	$f_1f_3f_6$	$f_1f_6$
1	1	1	$f_1f_3$	$f_3$	$f_1f_3$	$f_1$

Para el análisis continuo se deben analizar las variables continuas que influyen en el proceso (en este caso una sola) y los sensores discretos que influyen en este lugar. Para este caso se tiene un solo lugar continuo de tipo aislado, lo que implica que tiene un solo estado de operación y una serie de firmas de fallos por cada lugar discreto que influyen el comportamiento del lugar continuo.

$OS_f = os_5$ . El modo  $os_5$  equivale al vector que contiene la cantidad de estados de operación del lugar continuo  $P_5$ , identificado con una firma de fallos para cada modo así:

$os_5 = (Sf_2(k), Sf_3(k), Sf_4(k))$ , identificando que  $PLNf_2$ ,  $PLNf_3$ ,  $PLNf_4$  son los lugares que influyen el comportamiento de la variable continua. El lugar  $P_2$  influencia la entrada de flujo al lugar continuo por medio de la transición  $T_5$ . EL lugar  $P_3$  indica un estado estable al nivel deseado de la variable continua, y el lugar  $P_4$  influencia la salida de flujo del lugar continuo.

Debido a la presencia de un sensor de tipo continuo para la medición de la altura, se puede realizar una comparación entre la altura medida  $h$  y la altura estimada  $h'$ , por el modelo. Aunque si en el modelo no existieran sensores continuos para realizar esta comparación y poder obtener residuos, se podría utilizar la variable tiempo para detectar, por ejemplo fugas, conociendo la cantidad de fluido que entra y la que sale y el tiempo que tardaría.

Como se cuenta en el ejemplo con la medición de  $h$  utilizando la siguiente ecuación tenemos que:

Caso 1: Para el primer estado de operación incremento "ENTRANDO FLUJO":

$$h' = \frac{1}{A} \int q_1(t) \cdot dt \tag{4.30}$$

donde el residuo  $r_1$  se obtiene:

$$r_1 = h - h'$$

$$Sf_2(k) = \begin{cases} \langle f_5, S_2 \rangle & \text{if } r_1 > \tau_{11} = 0.3 \\ \langle f_6, S_2 \rangle & \text{if } r_1 < \tau_{12} = -1 \end{cases}$$



$$Sr_2(k) = \begin{cases} \langle f_5, S_2 \rangle & \text{if } r_1 < \tau_{41} = 0.15 \\ \langle f_6, S_2 \rangle & \text{if } r_1 > \tau_{42} = -0.5 \end{cases}$$

Caso 2: Para el segundo estado de operación reposo "ESTABLE": tenemos que la altura va a ser una constante,  $h' = 30$ .

donde el residuo  $r_2$  se obtiene:

$$r_2 = h - h'$$

$$Sf_3(k) = \begin{cases} \langle f_5, S_3 \rangle & \text{if } r_2 > \tau_{21} = 0.1 \\ \langle f_6, S_3 \rangle & \text{if } r_2 < \tau_{22} = -0.5 \end{cases}$$

$$Sr_3(k) = \begin{cases} \langle f_5, S_3 \rangle & \text{if } r_2 < \tau_{51} = 0.08 \\ \langle f_6, S_3 \rangle & \text{if } r_2 > \tau_{52} = -0.4 \end{cases}$$

Caso 3: Para el tercer estado de operación decremento "SALIENDO FLUJO":

$$h' = \frac{1}{A} \int q_2(t) \cdot dt \quad (4.31)$$

el residuo  $r_3$  se obtiene:

$$r_3 = h - h'$$

$$Sf_4(k) = \begin{cases} \langle f_5, S_4 \rangle & \text{if } r_3 > \tau_{31} = 1 \\ \langle f_6, S_4 \rangle & \text{if } r_3 < \tau_{32} = -0.4 \end{cases}$$

$$Sr_4(k) = \begin{cases} \langle f_5, S_4 \rangle & \text{if } r_3 < \tau_{61} = 0.8 \\ \langle f_6, S_4 \rangle & \text{if } r_3 > \tau_{62} = -0.3 \end{cases}$$

El conjunto de límites  $\tau = (\tau_{11}, \dots, \tau_{62})$  son dados por el conocimiento experto y se analizan de acuerdo a factores tanto del modelo como del sensor, como por ejemplo: La velocidad de ejecución en tiempo real del modelo, perturbaciones, ruido, así como, la histéresis, sensibilidad y resolución del sensor. Para el ejemplo se tienen los valores que se indican previamente.

Así como se tienen unos estados de operación en fallo para el lugar continuo, también se tienen unos estados de operación de recuperación, para los cuales los valores  $\tau$  cambian debido a la histéresis del sensor. Finalmente se puede observar en la figura 4-13 el modelo final con cada uno de los lugares de anidamiento, el lugar continuo y las transiciones de fallo y recuperación. Cabe resaltar que solo como compactación gráfica del modelo se fusiona la transición de fallos y recuperación y sus arcos correspondientes para evitar un modelo gráfico demasiado voluminoso.

Para ver un ejemplo de verificación y recuperación de un fallo, si  $r_1 = 0.4$  cuando el proceso se encuentra en el estado de operación de incremento (llenado del tanque), tenemos que:

El aislamiento del fallo  $f_5$  en esta condición se produce si:

$$(M(PLNf_5^c(\langle h \rangle, \langle f_5, S_2 \rangle))) \\ [Tf_3/(r_1 > 0.3)M(PLNf_5^c(\langle h \rangle, \langle f_5, S_2 \rangle))] \\ > M(PVf(\langle f_5, S_2 \rangle))$$

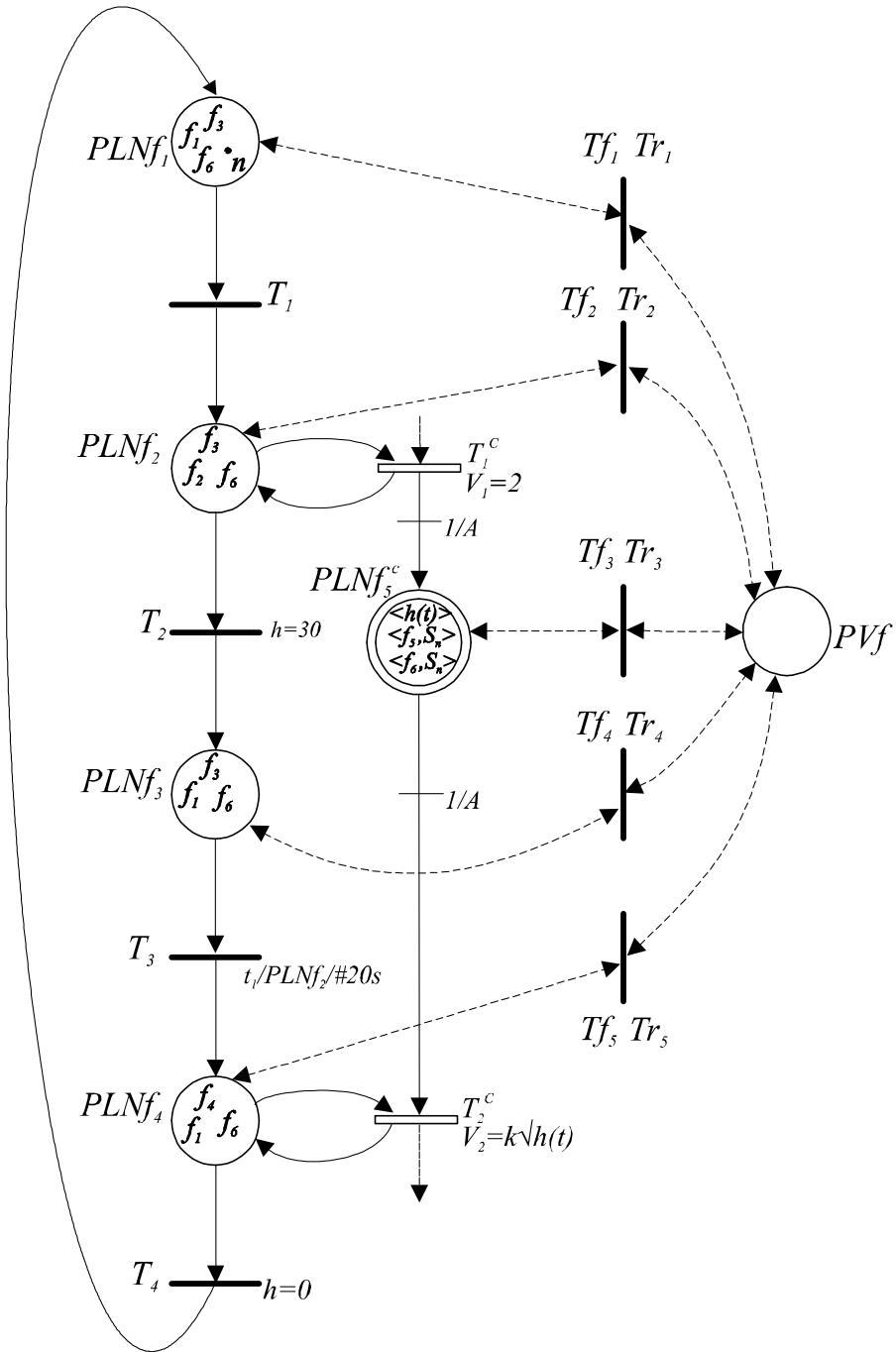


Figura 4-13: RdPHCDF para el ejemplo de llenado de un tanque.

Y la recuperación del mismo fallo  $f_5$  se produce si:

$$\begin{aligned} & M(PVf(\langle f_5, S_2 \rangle)) \\ [Tr_3 / (r_1 < 0.15) M'(PLNf_5^C(\langle h \rangle) \wedge M(PVf(\langle f_5, S_2 \rangle))) \\ & > M(PLNf_5^C(\langle h \rangle, \langle f_5, S_2 \rangle)) \end{aligned}$$

Finalmente se puede observar como el sistema es capaz de aislar los fallos del sistema de control individual:  $f_1, f_2, f_3, f_4, f_6$ , y de tipo simultaneo  $f_1f_6, f_1f_3, f_1f_4, f_1f_3f_6, f_1f_4f_6, f_2f_3, f_2f_3f_6, f_4f_6, f_6f_2$ , y los fallos del proceso  $\langle f_5, S_2 \rangle, \langle f_6, S_2 \rangle, \langle f_5, S_3 \rangle, \langle f_6, S_3 \rangle, \langle f_5, S_4 \rangle, \langle f_6, S_4 \rangle$ .

## Capítulo 5

# Caso de Estudio: Sistema de Refrigeración y Lubricación de la Multiplicadora de un Aerogenerador

### 5.1 Características del sistema

Los circuitos de lubricación y refrigeración en una multiplicadora de un sistema aerogenerador, están dotados por una serie de dispositivos capaces de generar acciones para cumplir unas funciones principales que son: lubricación de rodamientos y engranajes, control de flujo, filtrado de aceite y mantenimiento de temperatura en rangos normales de funcionamiento. En la figura 5-1, se observa el circuito oleohidráulico utilizado por la mayoría de los aerogeneradores de distintos fabricantes.

Este sistema cuenta principalmente con una bomba accionada mediante un motor eléctrico, un variador de velocidad, dos filtros a la salida de la bomba, una válvula termostática, un intercambiador de calor para la refrigeración del aceite, una resistencia calefactora sumergida en el cárter para calentar el aceite hidráulico y un bloque de válvulas al que se conectan los diferentes componentes para el control del sistema. Así mismo, algunos otros elementos de actuación y sensado de presión y temperatura descritos posteriormente.

Todo el sistema de refrigeración y lubricación de la multiplicadora es gestionado a través del PLC, el cual generará las alarmas pertinentes ante posibles fallos de las distintas sondas de la multiplicadora.

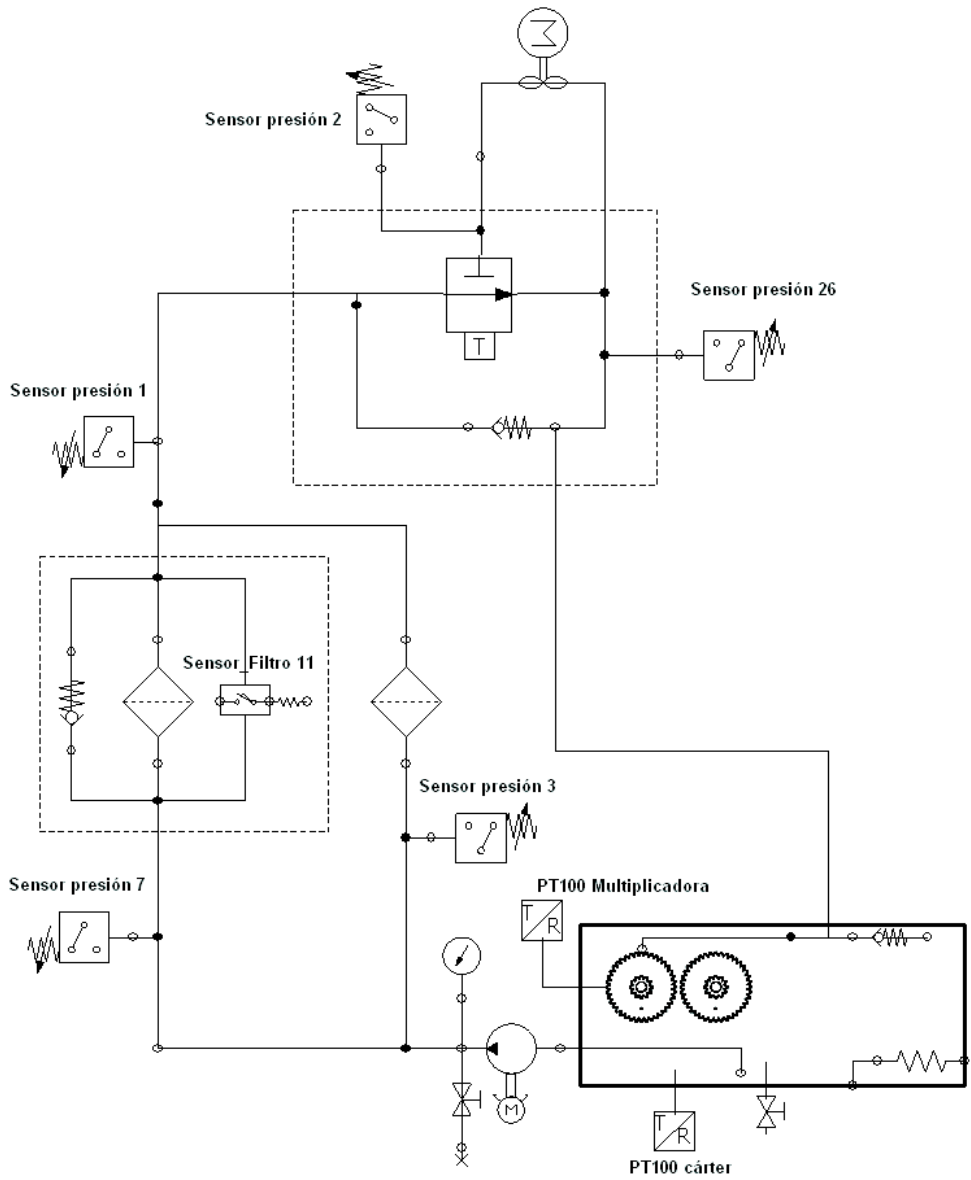


Figura 5-1: Esquema del sistema de lubricación y refrigeración sensorizado implementado en Automation Studio

Este sistema puede operar en tres modos distintos que son:

- Modo de operación general, o modo marcha, pausa.
- Modo stop, emergencia, fallo.
- Modo manual.

Según el modo de operación se pueden realizar ciertas funciones o no comandadas todas por el PLC.

En el Anexo 1 se puede encontrar el manual eléctrico y de operación del sistema de lubricación y refrigeración de la multiplicadora con el que opera ACCIONA WINDPOWER. Así mismo se encuentran los parámetros de funcionamiento, los planos originales y las órdenes de control intrínsecas del sistema

## **5.2 Diagnóstico de Fallos usando el *MALf* basado en *RdPHCDF***

Para el análisis de este caso industrial usando la metodología de anidamiento latente en sistemas híbridos, se tiene en cuenta el análisis previo de este ejemplo usando la misma metodología pero para sistemas discretos realizado por el autor de este trabajo en [76], donde se harán comparaciones de ambos desarrollos, y se utilizarán algunos modelos hechos previamente.

El modelo híbrido se basará para la parte discreta de acuerdo al trabajo referido anteriormente, y para la parte continua en el análisis de la temperatura en los puntos más determinantes del sistema de refrigeración como lo son: el cárter, la multiplicadora y la refrigeración.

En base al artículo en referencia, el sistema de lubricación y refrigeración controla las siguientes acciones:

- – Activación o desactivación de la bomba.
- Activación o desactivación del motor del ventilador.
- Activación o desactivación de la válvula termostática.
- Activación o desactivación de la resistencia del cárter.
- Paso de pausa-marcha-pausa de la turbina.

La transición entre acciones está vinculada a unos valores de señales discretizados dados por los expertos en el control del aerogenerador para el correcto funcionamiento del sistema. Estos valores se discriminan como parámetros y los principales se muestran en la tabla 5-1. Todos los parámetros se pueden ver en el ANEXO 1

Tabla 5-1: Parámetros según las temperaturas del sistema de refrigeración  
(Acciona Windpower)

Par	Descripción	°C
P35	HSS temperatura de rodamiento alarma ON	85
P36	Aceite de los engranajes alarma ON	75
P37	Temperatura del aceite de los engranajes para la activación de calefactores	9
P71	HSS temperatura de rodamiento alarma OFF	80
P73	Aceite de los engranajes alarma OFF	70
P74	Activación por temperatura de la válvula termostática	45
P75	Desactivación por temperatura de la válvula termostática	39
P78	Temperatura aceite para activar motor del ventilador ON	55
P79	Temperatura aceite para desactivar motor del ventilador OFF	50
P81	Temperatura del aceite de los engranajes para la desactivación de calefactores	10
P82	Temperatura del aceite para pasar de modo operacional PAUSE RUN la turbina	10
P83	Temperatura del aceite para pasar de modo operacional RUN PAUSE la turbina	9
P104	Temperatura del aceite hidráulico del sistema para activar el ventilador de la multiplicadora	62
P105	Temperatura del aceite hidráulico del sistema para desactivar el ventilador de la multiplicadora	57
P123	Temperatura de la nacelle para activar el ventilador de la multiplicadora	43
P124	Temperatura de la nacelle para desactivar el ventilador de la multiplicadora	41

El modelo de control de comportamiento dinámico normal planteado para ese sistema inicial es el mostrado en la figura 5-2, mientras que la red coloreada de comportamiento normal así como el sistema de diagnóstico final del proceso se pueden observar en la referencia, [76].

Las transiciones discretas para la activación de todos los sistemas actuantes involucrados en el proceso serán los mismos que para el modelo híbrido propuesto, exceptuando  $T_3$  y  $T_4$  debido a que el modelamiento de la válvula termostática es una variable continua y se modelará como tal en el nuevo ejemplo para sistemas híbridos.

Las transiciones se enuncian a continuación:

$T_1 \rightarrow Start$	$T_7 \rightarrow P071 + P073 + P082$
$T_2 \rightarrow t1/P2/\#5s$	$T_8 \rightarrow P035 + P036 + P083$
$T_3 \rightarrow P074$	$T_9 \rightarrow P037$
$T_4 \rightarrow P075$	$T_{10} \rightarrow P081$
$T_5 \rightarrow P078 + P104 + P123$	$T_{11} \rightarrow Stop$
$T_6 \rightarrow P79 + P105 + P124$	

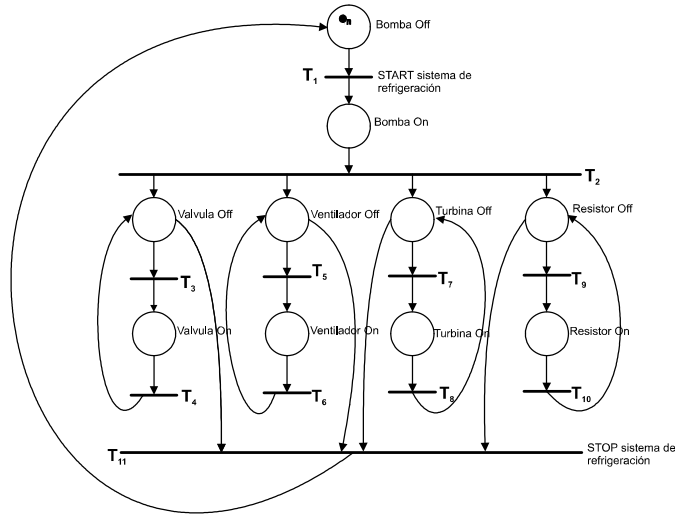


Figura 5-2: Modelo inicial usando RdP

Posteriormente se realiza el plegado a una RdPC figura 5-3, donde el funcionamiento del sistema se modela en una RdPC de cuatro lugares únicamente. En 5-3(a) se observa el marcado inicial de la RdPC y la marca de comportamiento normal  $\langle \bullet n \rangle$ , mientras que en 5-3(b) se observa el marcado en el lugar  $P_3$  después de la secuencia de disparo  $M_0[T_1T_2 \rangle M_2$  y las marcas resultantes  $\langle va \rangle + \langle ve \rangle + \langle t \rangle + \langle r \rangle$  de acuerdo a la combinación lineal debida al arco con función de transformación  $g$ . Tanto  $g$  como  $g_1$ , denotan la relación del color asociado con la transición y el color asociado con las marcas en el lugar correspondiente, tal que:

$$[g(\langle \bullet n \rangle) = \langle va \rangle + \langle ve \rangle + \langle t \rangle + \langle r \rangle$$

$$[g_1(\langle M \rangle) = \langle \bullet n \rangle$$

Por lo tanto,

$$Post(P_2, T_2 / \langle \bullet n \rangle) = g(\langle \bullet n \rangle)$$

y siendo que  $\langle P_3, \{T'_3, T_{11}\} \rangle$  es el sistema de transiciones de salidas del lugar  $P_3$ .



Para  $T_{11}$ :

$$\begin{aligned} Pre(P_3, T_{11} / \langle M \rangle) &= g(\langle \bullet_n \rangle) \\ Post(P_3, T_{11} / \langle M \rangle) &= g_1(\langle M \rangle), \end{aligned}$$

Para  $T'_3$ :

$$\begin{aligned} Pre(P_3, T'_3 / \langle M_k \rangle) &= Id \\ Post(P_3, T'_3 / \langle M_k \rangle) &= Id \end{aligned}$$

Donde  $M$  es el conjunto de marcas coloreadas,  $M_k$  es el color correspondiente a la marcas del lugar actual e  $Id$  es la función identificador. La figura 5-3 muestra la simulación realizada en el software CPNtools [16], donde se puede observar la misma gráfica duplicada representando el marcado en dos lugares diferentes de la misma red, donde las declaraciones correspondientes según el software son:

*colset* :  $S = with\ n|va|ve|t|r;$   
*varx* :  $S;$

En la figura 5-3(a) se muestra la marca  $1n$  correspondiente al comportamiento normal en el lugar  $P_1$ , la función de transformación  $g$  corresponde al caso de la transición  $T_2$  donde recibe una marca normal  $1n$  y deposita en el lugar  $P_3$  las marcas resultantes  $1va$ ,  $1ve$ ,  $1t$ ,  $1r$ . Así mismo, la función  $g_1$  se representa en el arco de salida de  $T_{11}$  con la deposición de una marca  $1n$  al lugar  $P_1$ . La transición  $T_1$  es la única sensibilizada en esta red para la variable  $x$  con respecto a  $n$  que pertenece al conjunto del color  $S$ .

La figura 5-3(b) representa la simulación evolucionada en el marcado  $P_3$  donde la transición  $T'_3$  se encuentra sensibilizada por el lugar correspondiente y la variable  $x$  puede ser disparada por cualquiera de las marcas de funcionamiento normal como se aprecia en la figura. Así mismo, la transición  $T_{11}$  también se encuentra sensibilizada siendo que la función de transformación  $g$  se cumple en el arco de entrada a dicha transición.

Este análisis discreto es mayormente explicado en algunos de los aportes del autor de este trabajo en [76], [81], [82]. Finalmente la figura 5-4 muestra la *RdPCDF* basada en el *MALf* final para el modelo discreto. Este modelo es implementado en el software CPNTools mostrado anteriormente.

### 5.2.1 Modelado híbrido inicial

Para el modelo híbrido inicial se realiza en primera instancia una simulación del proceso oleohidráulico, para así, conocer y observar de forma clara el comportamiento de los componentes del sistema y la interacción de las acciones de control. Esta simulación se realiza en el software Automation Studio utilizando como parámetros de configuración los dados por el fabricante, en este caso especial el sistema

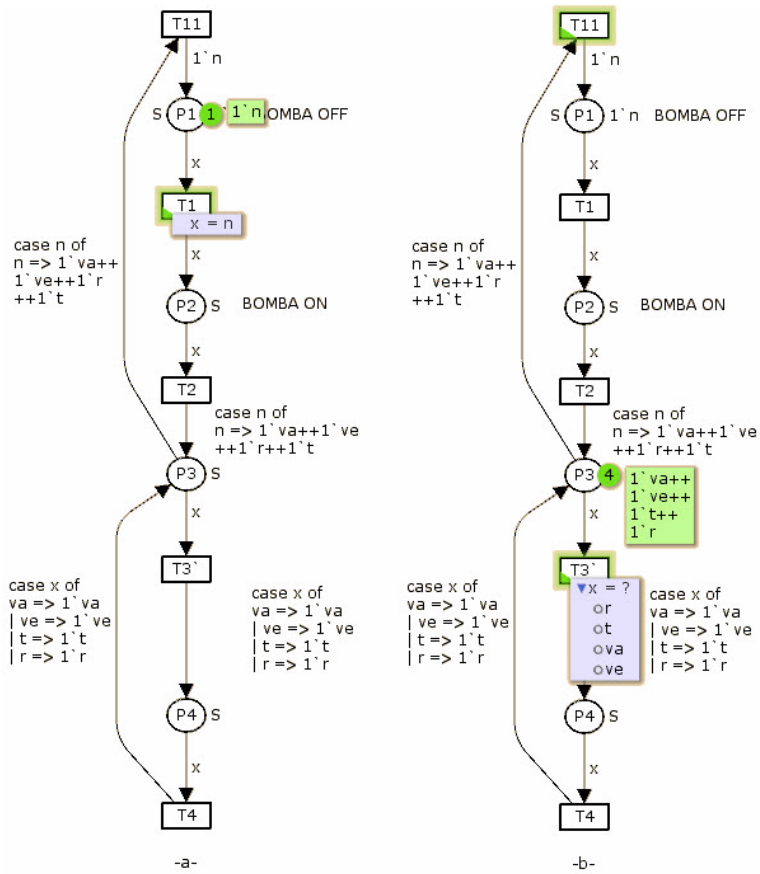


Figura 5-3: Modelo usando RdPC

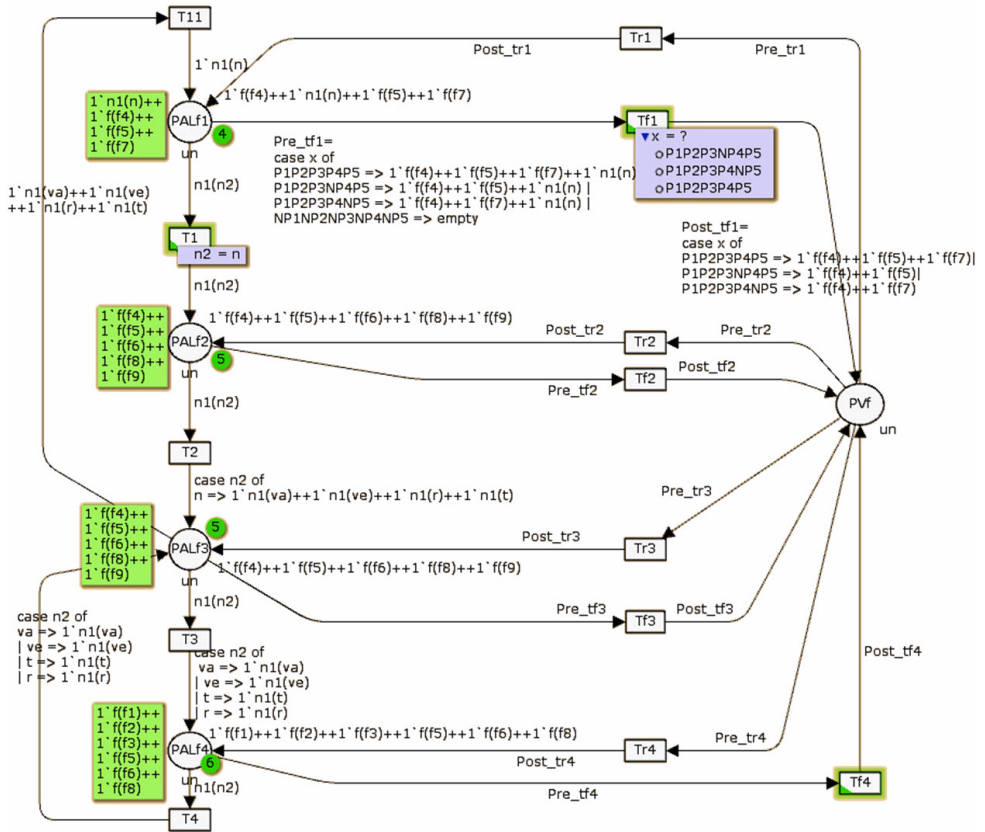


Figura 5-4: Modelo *RdPCDF* usando *MALf*

de refrigeración y lubricación para una multiplicadora METSO Figura 5-5. Siendo, el flujo hidráulico el medio de transmisión de energía en este sistema, donde la transferencia de calor en base a la temperatura de la multiplicadora es la variable a controlar, es necesario modelar el flujo térmico en los tramos más importantes del sistema, para implementar una estrategia de diagnóstico más eficiente en base a estas variables continuas. En la figura 5-5(a) se puede ver que la temperatura de la válvula termostática está a  $35^{\circ}\text{C}$  y por lo tanto todo el flujo de aceite va hacia la multiplicadora, mientras que en la figura 5-5(b) la temperatura de la válvula termostática está en  $48^{\circ}\text{C}$  por lo tanto todo el flujo de aceite va hacia el refrigerador.

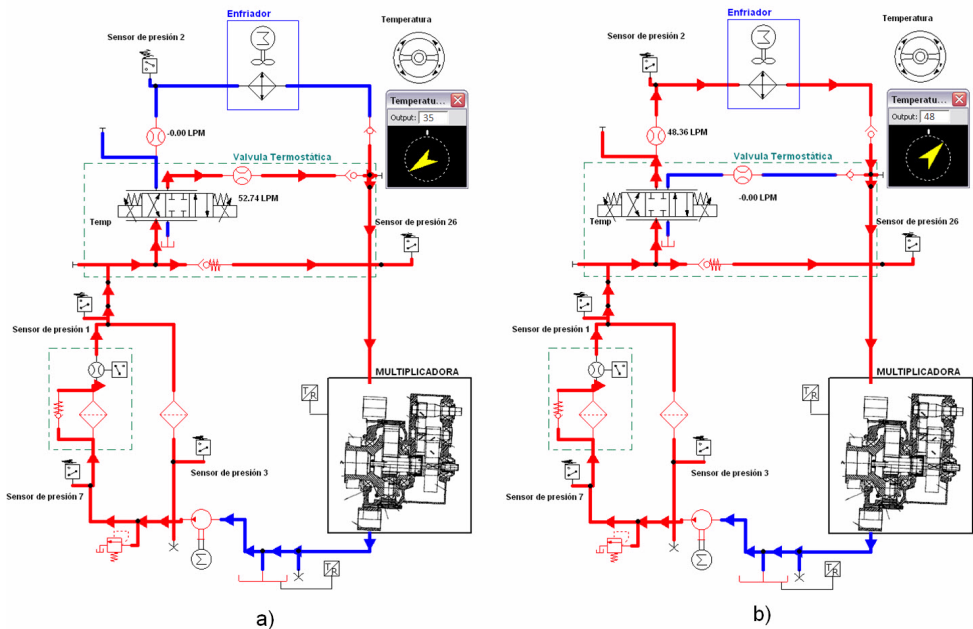


Figura 5-5: Simulación del sistema hidráulico de lubricación y refrigeración de la multiplicadora.

En la figura 5-6 se presenta parte del modelo inicial donde se toma un único lugar continuo para el análisis térmico del cárter del sistema oleohidráulico. El modelo se basa en el estudio de RdP Diferenciales (RdPD) [21]. No obstante, Si todos los marcados y todos los pesos de los arcos no son negativos, el comportamiento de la RdPD puede ser modelado por RdP Híbridas [26], acorde al planteamiento de las relaciones de energía de [69], donde:

$$E(t) = \frac{d}{dt}(Cp \cdot \rho \cdot V \cdot T(t)) \quad (5.1)$$

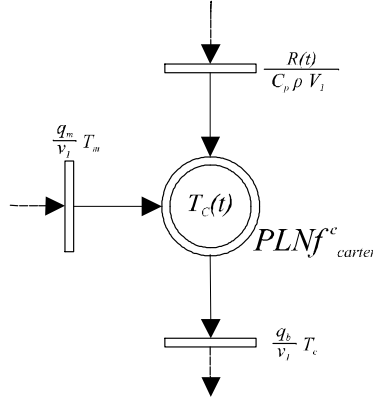


Figura 5-6: Modelo RdP Continuo del flujo de calor en el cárter.

Siendo  $Cp$  el calor específico del aceite,  $\rho$  la densidad del aceite,  $V$  el volumen del sistema y  $T$  la variable temperatura del sistema. Para este proceso de refrigeración el aceite usado es MobilGear SHC XMP 320 donde,  $Cp = 2.035KJ/KgK$ , y  $\rho = 860Kg/m^3$ . El cárter tiene un flujo de entrada que proviene del aceite que sale de la multiplicadora, un flujo de salida hacia el sistema controlado por una bomba hidráulica y una resistencia de calentamiento sumergida en el propio cárter que entrega un flujo de energía por convección. Al plantear la ecuación para este sistema se tiene:

$$E_{p1}(t) = R(t) + Cp \cdot \rho \cdot q_m \cdot T_m(t) - Cp \cdot \rho \cdot q_b \cdot T_c(t). \quad (5.2)$$

Donde  $R(t)$  es el flujo de calor proveniente de la resistencia,  $q_m$  es el flujo proveniente de la multiplicadora,  $T_m(t)$  la temperatura en la multiplicadora,  $q_b$  el flujo de la bomba y  $T_c(t)$  la temperatura en el cárter. Así mismo, la figura 5-6 muestra el uso del flujo de temperatura como transiciones de flujo y la temperatura como variable de estado. Debido a las condiciones del sistema el flujo  $q_b$  que entrega la bomba al sistema depende directamente de la temperatura del cárter  $T_c(t)$ , variando de acuerdo a las condiciones impuestas por el fabricante.

$$f(q_b) = \begin{cases} q_b = 40 & \text{if } T_c(t) < 40^\circ \\ q_b = 3T_c - 80 & \text{if } 40^\circ \leq T_c(t) \leq 60^\circ \\ q_b = 100 & \text{if } T_c(t) > 60^\circ \end{cases}$$

Donde  $q_b$  está dado en  $l/min$ .

El flujo de calor entregado por la resistencia de calentamiento  $R(t)$ , está dado en función de la transferencia de calor entre la resistencia y el aceite de cárter por convección, donde para la resistencia tipo LOVAL 70725 es de  $70W/m^2$ . El flujo de entrada de calor proveniente de la multiplicadora, vendrá determinado por el análisis térmico de este subsistema. Es importante observar que tanto la entrada de flujo de calor proveniente de la resistencia como el flujo de calor que sale del cárter dependen del estado discreto de la resistencia y la bomba (encendido, apagado).

Si se completa el modelo híbrido se obtiene la figura 5-7.

Observando la figura tenemos que: Los lugares continuos representan:  $P_1^C$  la temperatura en el cárter,  $P_2^C$  la temperatura en la tubería desde la bomba hasta los filtros,  $P_3^C$  la temperatura entre los filtros y la válvula termostática.  $P_4^C$  la temperatura en el refrigerador,  $P_5^C$  la temperatura antes de la multiplicadora,  $P_6^C$  la temperatura en la multiplicadora. Así mismo los lugares discretos realizan la misma función que en el modelo inicial figura 5-2, pero cuando pasan a estado de encendido influyen la parte continua para permitir el paso de flujo. El lugar  $P_1^C$ ,  $P_4^C$  y  $P_6^C$  son de gran trascendencia en el modelo, debido a que en estos se realizan los procesos de intercambio de calor más importantes en el sistema como lo son el calentamiento mediante resistencia térmica, generación de calor por la multiplicadora, recirculación y enfriamiento. De esta importancia radica la sensorización de temperatura en tales puntos dentro del proceso. Debido a que el lugar  $P_1^C$  fue analizado anteriormente, el análisis de flujo para los lugares continuos  $P_4^C$  y  $P_6^C$  sería:

Para  $P_4^C$ :

El lugar continuo  $P_4^C$  modela la temperatura justo en el momento donde se realiza la etapa de refrigeración, lo cual lleva a que el flujo de entrada a este lugar proviene de la válvula termostática, y la salida del flujo refrigerado va hacia la multiplicadora. La ecuación que representa este comportamiento es:

$$E_{p_4}(t) = C_p \cdot \rho \cdot q_{vtc} \cdot T_{vt}(t) - C_p \cdot \rho \cdot q_{vsc} \cdot T_R(t) - C(t).$$

Donde  $C(t)$  es el flujo de salida de temperatura por causa de la refrigeración,  $q_{vtc}$  es el flujo de la válvula termostática hacia el refrigerador y  $T_{vt}$  la temperatura del fluido en la válvula termostática.  $C(t)$  es de  $1.3KW/K$  para la unidad de refrigeración de referencia OK-EL.

Aunque el análisis del intercambiador de calor puede ser más

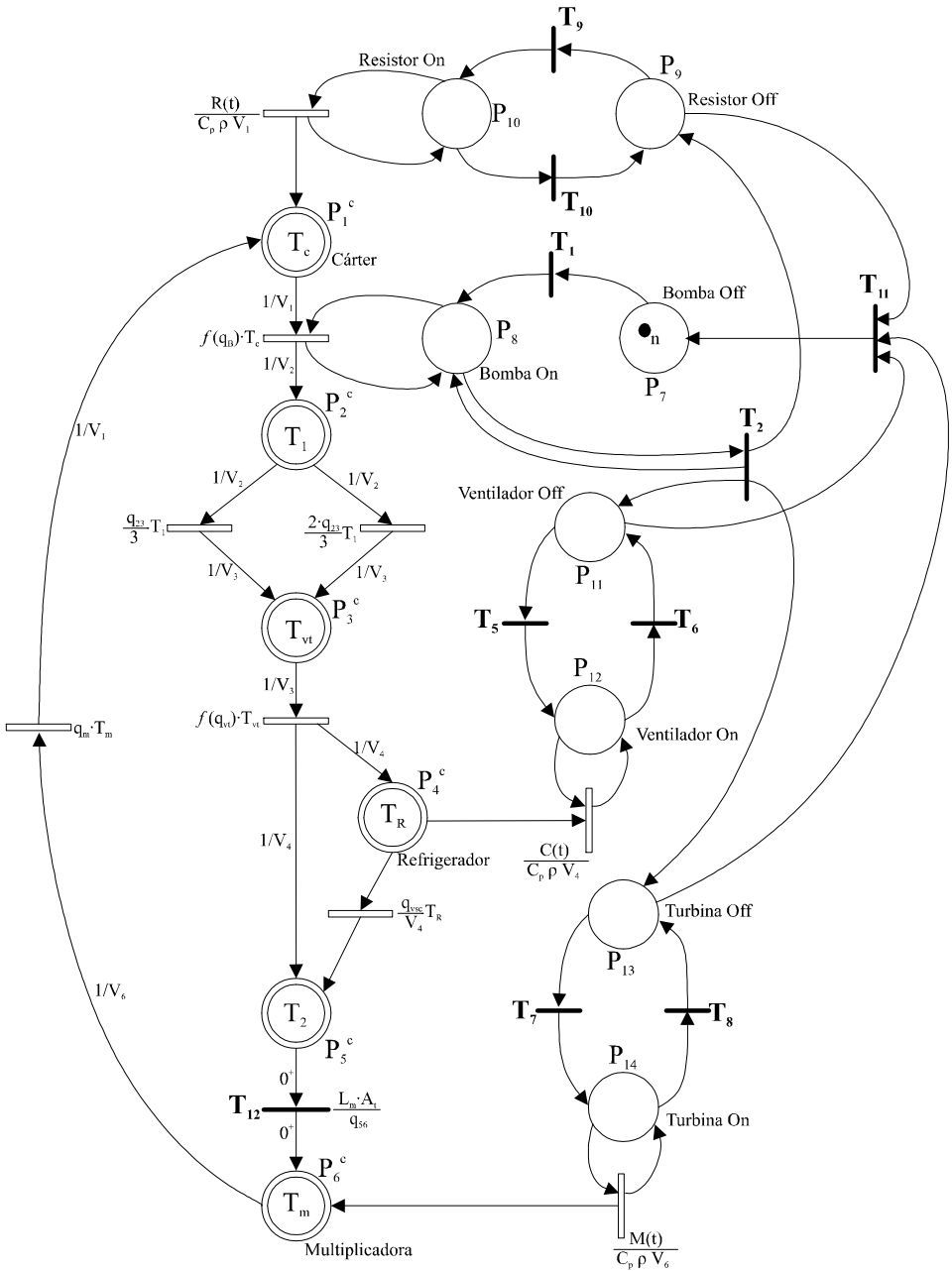


Figura 5-7: Modelo RdP Híbrido del sistema de refrigeración y lubricación de la multiplicadora de un aerogenerador

exhaustivo, no es parte de este trabajo profundizar en ese desarrollo, sin embargo es de importancia saber que en este intercambio de calor se presentan flujos convectivos y conductivos entre el aire, la tubería y el aceite.

La función de la válvula termostática depende del grado de paso de flujo hacia la multiplicadora directamente, hacia el refrigerador, o hacia ambos. Esto en relación a la temperatura medida por la propia válvula. En la figura 5-8 se puede observar las curvas de apertura para cada vía de salida de flujo de la válvula.

De acuerdo a la figura 5-8 se tiene que:

$$f(q_{vt}) = \begin{cases} T_{vt} < 40^\circ & q_{vtc} = 0\%, & q_{vtm} = 100\% \\ 40^\circ \leq T_{vt} \leq 45^\circ & q_{vtc} = (20T_{vt} - 800)\%, & q_{vtm} = (-20T_{vt} + 900)\% \\ T_{vt} > 45^\circ & q_{vtc} = 100\%, & q_{vtm} = 0\% \end{cases}$$

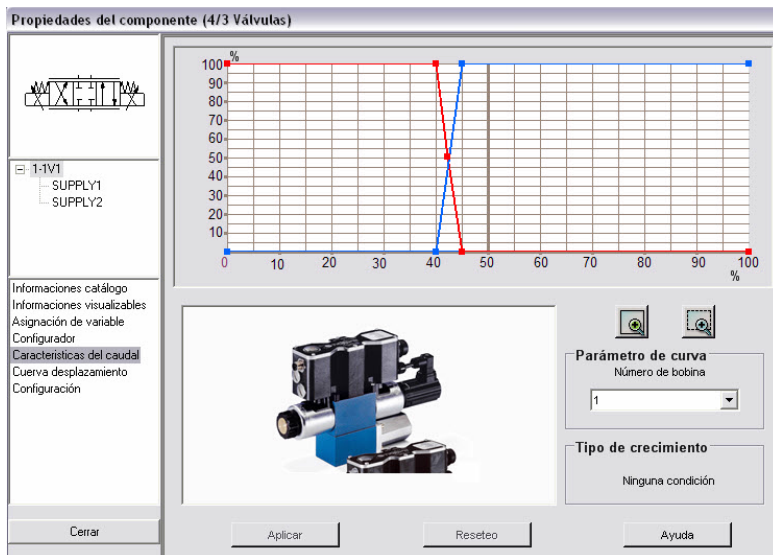


Figura 5-8: Porcentaje de apertura vs temperatura ( $^{\circ}C$ )

siendo  $q_{vtc}$  el porcentaje de flujo que pasa hacia el refrigerador y  $q_{vtm}$  el porcentaje de flujo que pasa directamente a la multiplicadora. El porcentaje varía en función del flujo entregado por la bomba según la temperatura del cárter  $T_c$ .

Para  $P_6^C$ :

El lugar continuo  $P_6^C$  modela el comportamiento térmico de la multiplicadora donde la multiplicadora añade calor al sistema debido a la



disipación producida directamente por las pérdidas de energía mecánica. Así mismo, el flujo recirculante tiene un papel muy importante en el comportamiento de este lugar debido a la refrigeración del flujo entrante a la multiplicadora.

$$E_{p6}(t) = M(t) + C_p \cdot \rho \cdot (q_{vtm} \cdot T_{vt}(t) - q_{vsc} \cdot T_R(t) - q_m \cdot T_m(t))$$

Donde  $M(t)$ , es el flujo de calor de entrada proveniente de la multiplicadora debido al funcionamiento de ésta,  $q_{vtm}$  es el flujo proveniente de la válvula termostática que viene directamente a la multiplicadora.  $q_{vsc}$  es el flujo de calor de salida del refrigerador,  $T_R(t)$  es la temperatura a la salida del refrigerador,  $q_m$  es el flujo de calor de salida de la multiplicadora y  $T_m(t)$  la temperatura del aceite en la multiplicadora, que es generado por un proceso convectivo entre los engranajes de las etapas de la multiplicadora y el aceite, mientras el aerogenerador se encuentre funcionando. El análisis de este flujo de calor vendrá determinado por el diseño del fabricante, dependiendo directamente de las pérdidas por rozamiento en los engranajes, las pérdidas por agitación y salpicaduras de aceite y las perdidas por rozamiento en los cojinetes. El lugar  $P_5^C$  representa el punto de encuentro de los flujos de temperatura provenientes del sistema de refrigeración y de la válvula termostática directo a la multiplicadora. Este lugar se une con una transición  $T_{11}$  que conduce hacia la multiplicadora, esta transición tiene un retardo  $d_{11}$  equivalente al tiempo que tarda el aceite en llegar a la multiplicadora donde  $L_m$  es la longitud del tramo recorrido,  $At$  es el área de sección de la tubería y  $q_{56}$  el flujo hacia la multiplicadora. El peso de los arcos *pre* y *post* de esta transición  $T_{11}$  es  $0+$ , indicando un continuo disparo de la misma [26].

Si se observa en la figura 5-7, el lugar  $P_2^C$  representa la temperatura un instante antes de que el flujo pase por los filtros y las dos transiciones subsecuentes representan cada filtro con una relación de acuerdo al caudal de entrada  $q_2$ .

## 5.2.2 Modelado híbrido coloreado

El modelo final es complejo respecto a la cantidad de información ofrecida por el mismo, siendo conveniente utilizar las Redes de Petri Coloreadas para fusionar algunas tareas concurrentes tanto para algunos lugares como para algunas transiciones. Esta simplificación también permitirá darle legibilidad al modelo para el subsiguiente proceso de anidación a la hora del diagnóstico de fallos del sistema.

En la figura 5-9 se observa el modelo propuesto usando la técnica de Redes de Petri Coloreadas.

Esta figura RdP Híbrida Coloreada, es simplemente un proceso de plegamiento llamado coloreado de funciones, donde algunos subsistemas de tipo concurrente se fusionan con otros sin perder ni información ni legibilidad usando las propiedades de sus arcos y sus transiciones. En el caso de la figura 5-7 se observa el marcado inicial discreto  $\langle \bullet_n \rangle$  en el lugar  $P_7$ . En la figura 5-9 se ejecuta una secuencia de disparo  $M_0[T_1T_2 > M_2$  para observar el marcado en el lugar  $P_9'$  con las marcas resultantes  $\langle ve \rangle + \langle t \rangle + \langle r \rangle$ . Así mismo, el disparo de  $T_2$  asigna una marca  $\langle \bullet_n \rangle$  en  $P_8$  indicando el encendido de la bomba. Este marcado en  $P_9'$  es debido a la combinación lineal en el arco con función de transformación  $g$ . Tanto  $g$  como  $g_1$ , denotan la relación del color asociado con la transición, y el color asociado con las marcas en el lugar correspondiente, tal que:

$$[g(\langle \bullet_n \rangle) = \langle ve \rangle + \langle t \rangle + \langle r \rangle$$

$$[g_1(\langle C \rangle) = \langle \bullet_n \rangle$$

Por lo tanto

$$Post(P_8, T_2 / \langle \bullet_n \rangle) = \langle \bullet_n \rangle, g(\langle \bullet_n \rangle)$$

y dado que  $\langle P_9', \{T_3', T_{11}\} \rangle$  son las transiciones discretas de salida de  $P_9'$ .

Para  $T_{11}$

$$Pre(P_9', T_{11} / \langle C \rangle) = g(\langle \bullet_n \rangle)$$

$$Post(P_9', T_{11} / \langle C \rangle) = g_1(\langle C \rangle)$$

Para  $T_3'$ :

$$Pre(P_9', T_3' / \langle C_k \rangle) = Id$$

$$Post(P_9', T_3' / \langle C_k \rangle) = Id$$

Así mismo, las funciones de arco  $ve$ ,  $t$  y  $r$  que conectan al lugar  $P_{10}'$  con las transiciones continuas, habilitan a estas últimas transiciones única y exclusivamente cuando la marca correspondiente a esa función de arco se encuentra en el lugar discreto  $P_{10}'$ .

Como las dos transiciones continuas que representan los filtros se disparan de manera concurrente de acuerdo a sus características de filtraje, se pueden plegar en una sola transición teniendo como resultado las funciones  $f$  y  $f_1$  siendo:

$$[f(\langle T_1 \rangle) = \frac{q_{23}}{3} \cdot T_1$$

$$[f_1(\langle T_1 \rangle) = \frac{2 \cdot q_{23}}{3} \cdot T_1$$

### 5.2.3 Definición del conjunto de fallos

El análisis del conjunto de fallos a analizar se realiza en base a la labor de un experto humano y a las bases de datos o históricos que evidencian los

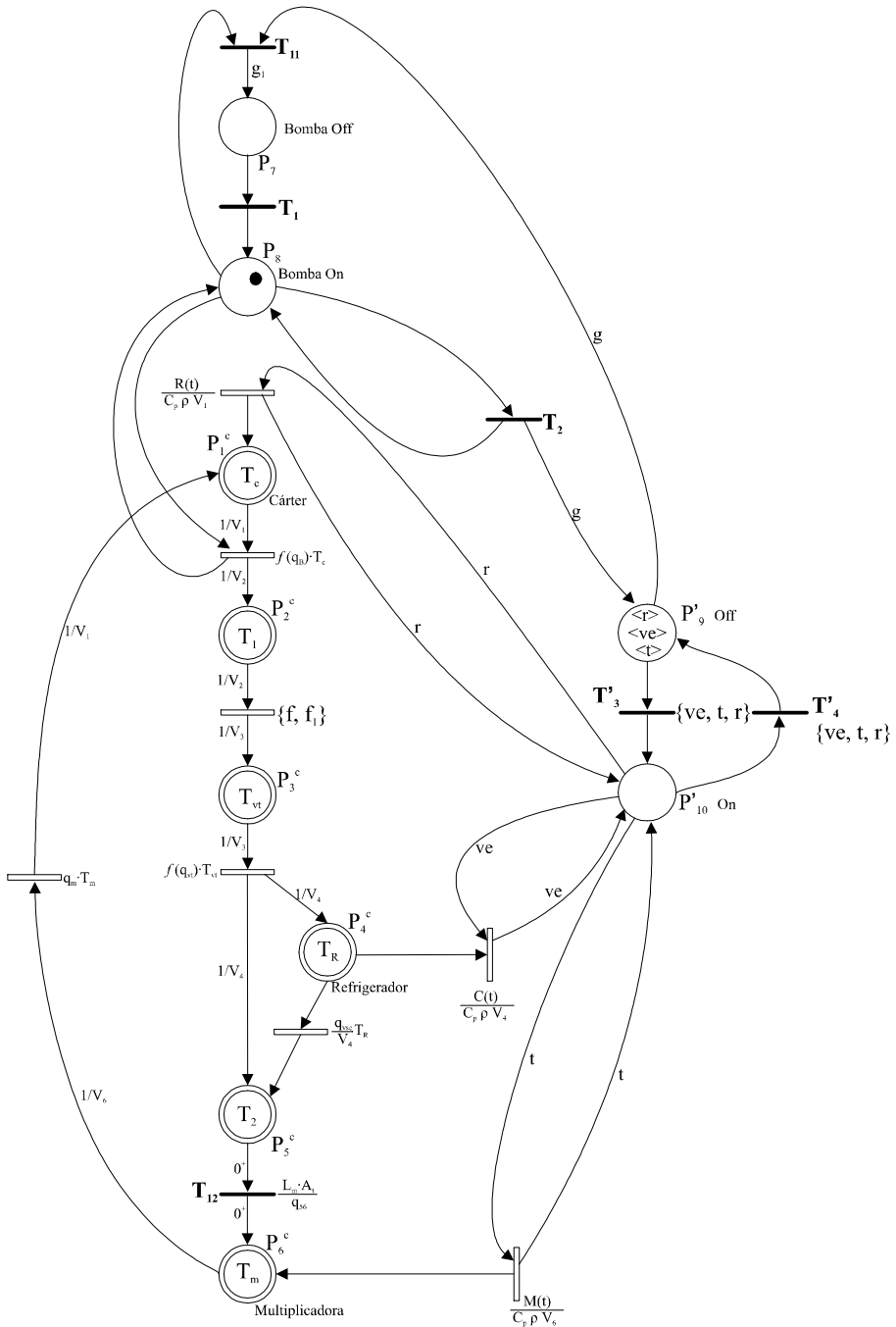


Figura 5-9: Modelo RdP Híbrido Coloreado del sistema de refrigeración y lubricación de la multiplicadora de un aerogenerador

fallos en ese subsistema del aerogenerador. El proceso realizado en este análisis es inverso al usado en otras metodologías partiendo primero de los fallos susceptibles a producirse cuando el sistema está en operación y a un proceso de anidación de acuerdo a la experiencia. Para este ejemplo, los fallos en el sistema de refrigeración son proporcionados por la empresa que se encarga del mantenimiento. Aunque algunos fallos nuevos pueden identificarse gracias al análisis híbrido.

$f_1$ = Fallo Válvula Termostática bloqueada posición inicial.

$f_2$ = Fallo Ventilador no se activa.

$f_3$ = Fallo Resistencia no se activa.

$f_4$ = Fallo Válvula Termostática bloqueada posición final.

$f_5$ = Fallo por Alta Presión.

$f_6$ = Fallo por Filtro Sucio.

$f_7$ = Fallo de Bomba en Arranque.

$f_8$ = Fallo de Bomba en Parada.

$f_9$ = Fallo Sistema de Filtraje.

$f_{10}$ =Fallo Resistencia bloqueada en activo.

$f_{11}$ =Fallo sensor del cárter.

$f_{12}$ =Fallo Ventilador bloqueado en encendido.

$f_{13}$ =Fallo sensor de la multiplicadora.

$f_{14}$ =Fallo sensor PT100 salida V Termostática.

### 5.2.4 Lugares de anidamiento latente de fallos

Los lugares de anidamiento latente siguiendo la metodología planteada corresponden a los lugares discretos de la Red de Petri Híbrida, en este caso  $P_7$ ,  $P_8$ ,  $P_9'$  y  $P_{10}'$ . En estos lugares se anidarán los fallos correspondientes al comportamiento anómalo discreto ya realizado en el artículo en referencia [76]. Sin embargo, los nuevos fallos generados por el comportamiento anómalo de alguna variable continua sea por el sobrepaso de algún umbral establecido o por algún otro método, se asignarán al lugar continuo  $PLNf_i \in P^C$  correspondiente al modelado de la variable continua. En este caso los lugares  $P_1^C$ ,  $P_4^C$ ,  $P_6^C$ .

### 5.2.5 Trayectoria de verificación de fallos

Las trayectorias de verificación de fallos para el comportamiento discreto, vienen determinadas por la información de sensorización discreta instala en el sistema y por las condiciones de lectura no esperada por parte de los sensores. Para este caso se tienen las siguientes variables de medida en el sistema.

$srov_1(M_k) = \{High, Low\}$  temperatura.

$srov_2(M_k) = \{P, NP\}$  presión.

$srov_3(M_k) = \{On, Off\}$  contacto.

Donde:  $P$  = Contacto de presión activo (on).

$NP$  = Contacto de presión inactivo (off).

$High$  = Alta temperatura.

$Low$  = baja temperatura.

Con la siguiente información de sensorización instalada acorde a la figura 5-1.

$srov_{11}(M_k) = \{High_1, Low_1\}$  PT100 Aceite del cárter.

$srov_{12}(M_k) = \{High_2, Low_2\}$  PT100 Multiplicadora.

$srov_{13}(M_k) = \{High_3, Low_3\}$  PT100 Góndola.

$srov_{14}(M_k) = \{High_4, Low_4\}$  PT100 Rodamiento del lado del acoplamiento.

$srov_{15}(M_k) = \{High_5, Low_5\}$  Válvula termostática.

$srov_{21}(M_k) = \{P_1, NP_1\}$  Sensor de presión 3.

$srov_{22}(M_k) = \{P_2, NP_2\}$  Sensor de presión 7.

$srov_{23}(M_k) = \{P_3, NP_3\}$  Sensor de presión 1.

$srov_{24}(M_k) = \{P_4, NP_4\}$  Sensor de presión 2.

$srov_{25}(M_k) = \{P_5, NP_5\}$  Sensor de presión 26.

$srov_3(M_k) = \{On, Off\}$  Filtro sucio 11.

Sabiendo que la temperatura en la tabla 5-1 es discretizada en función de unos estados de alarma utilizando unos parámetros, y según el punto físico a medir, con relación al análisis discreto de rangos prefijados por el fabricante.

Para este caso los valores de  $High$  y  $Low$  se dan por cada sensor si varios parámetros de la misma tabla se activan, así (Anexo 2):

$High1 \rightarrow P036 + P83 + P104$        $Low3 \rightarrow P124$

$Low1 \rightarrow P073 + P082 + P105$        $High4 \rightarrow P035$

$High2 \rightarrow P078$        $Low4 \rightarrow P071$

$Low2 \rightarrow P079$        $High5 \rightarrow P074$

$High3 \rightarrow P123$        $Low5 \rightarrow P075$

Para el análisis continuo se parte del modelo híbrido coloreado de la figura 5-9 del cual se sabe que en tres de los lugares continuos  $P_1^C$ ,  $P_4^C$  y  $P_6^C$  se realizan los procesos de intercambio de calor trascendentales del proceso. En estos lugares es interesante realizar diagnóstico debido a que si uno falla, el sistema completo puede fallar. Estos lugares son modelados según el análisis previo y en cada uno de estos se encuentra un sensor instalado de medición de temperatura para poder realizar la evaluación residual.

En primera instancia es interesante conocer que entidades discretas influyen en el comportamiento de estos tres lugares continuos, así como el tipo de influencia que tienen los tres lugares continuos entre sí. Para esto es necesario realizar una tabla de influencia de lugares continuos.

Esta tabla además de proporcionar la cantidad de transiciones de fallo y de recuperación presentes en el modelo, también permite relacionar las firmas de fallos de los lugares continuos, según el estado de operación de cada uno de estos, para así obtener un mejor aislamiento del fallo y un diagnóstico más eficaz.

La tabla 5-2 muestra la influencia de lugares continuos y los estados de operación.

En esta tabla 5-2 se observan tres estados de operación principales:

$$S_1 = OS_1 \{os_{11}[Sf_1 \wedge Sf_2], os_{12}[Sf_3 \wedge Sf_4], os_{13}[Sf_5 \wedge Sf_6], os_{14}[Sf_7 \wedge Sf_8]\},$$

$$S_2 = OS_2 \{os_{21}[Sf_9, Sf_{10}, Sf_{11}, Sf_{12}]\},$$

$S_3 = OS_3 \{os_{31}[Sf_{13} \wedge Sf_{14} \wedge Sf_{15}]\}$ , respecto a la figura 5-9; se observa que el lugar que representa la activación de la bomba en este caso  $P_8$  no se encuentra presente en la tabla, esto se debe a que solo existe flujo si la bomba está en activo. Así mismo, si la bomba no se encuentra activa, los otros actuadores no entran en funcionamiento.

El estado de operación  $OS_1$  evidencia un comportamiento de influencia de tipo cíclico entre los lugares  $P_1^C$  y  $P_6^C$  el cual quiere decir que el aceite que sale del cárter y llega a la multiplicadora retorna de nuevo al cárter y así de manera sucesiva para refrigerar la multiplicadora. El estado de operación  $OS_2$  se encuentra en los mismos estados discretos que  $OS_1$ , pero en este caso analiza el residuo del lugar  $P_4^C$  cuando este se encuentra en reposo debido a que la válvula termostática todavía no ha entrado en funcionamiento y no hay paso del aceite hidráulico al refrigerador. Este estado de operación es del tipo aislado mientras no entra en funcionamiento la válvula termostática. El estado de operación  $OS_3$  representa el estado donde el flujo circula por los tres lugares continuos  $P_1^C$ ,  $P_4^C$  y  $P_6^C$  y lo hace de manera cíclica, lo cual indica que el comportamiento de cada lugar continuo influye en cada uno de los otros dos.

Tabla 5-2: Influencia de lugares continuos para el sistema de Refrigeración y Lubricación de una multiplicadora

Tanto el estado de operación  $OS_1$  como  $OS_3$  son de alta importancia gracias a que en estos lugares ocurre un fenómeno llamado propagación de fallos debido a que si ocurre una alteración en el comportamiento de uno, al analizar el flujo térmico la variación se traslada a otros lugares teniendo un diagnóstico erróneo. Distinguir estos estados de operación permite analizar los residuos conjuntamente para diagnosticar y aislar el fallo de manera correcta.

Sabiendo que el balance de energía de:

$$E_{p1}(t) = C_p \cdot \rho \cdot V_1 \cdot T_c(t),$$

Ve	t	r	P <sub>1</sub> <sup>C</sup>	P <sub>6</sub> <sup>C</sup>	P <sub>4</sub> <sup>C</sup>	
0	0	0	Sf <sub>1</sub>	Sf <sub>2</sub>	Sf <sub>9</sub>	
0	0	1	Sf <sub>3</sub>	Sf <sub>4</sub>	Sf <sub>10</sub>	OS <sub>1</sub> , OS <sub>2</sub>
0	1	0	Sf <sub>5</sub>	Sf <sub>6</sub>	Sf <sub>11</sub>	
0	1	1	Sf <sub>7</sub>	Sf <sub>8</sub>	Sf <sub>12</sub>	
1	0	0	X	X	X	
1	0	1	X	X	X	
1	1	0	Sf <sub>13</sub>	Sf <sub>14</sub>	Sf <sub>15</sub>	OS <sub>3</sub>
1	1	1	X	X	X	

c)

$E_{p_4}(t) = C_p \cdot \rho \cdot V_4 \cdot T_R(t),$   
 $E_{p_6}(t) = C_p \cdot \rho \cdot V_6 \cdot T_m(t),$   
 tenemos:

$$T'_c(t) = \frac{R(t)}{C_p \cdot \rho \cdot V_1} + \frac{q_m \cdot T_m}{V_1} - \frac{f(q_b) \cdot T_c}{V_1}. \quad (5.3)$$

$$T'_m(t) = \frac{M(t)}{C_p \cdot \rho \cdot V_6} + \frac{q_{vtm} \cdot T_{vt}}{V_6} + \frac{q_{vsc} \cdot T_R}{V_6} - \frac{q_m \cdot T_m}{V_6}. \quad (5.4)$$

$$T'_R(t) = \frac{q_{vtm} \cdot T_{vt}}{V_4} - \frac{C(t)}{C_p \cdot \rho \cdot V_4} - \frac{q_{vsc} \cdot T_R}{V_4}. \quad (5.5)$$

donde el residuo  $r_1$ ,  $r_2$  y  $r_3$  se obtienen:

$$\begin{aligned}
 r_1 &= T_c - T'_c \\
 r_2 &= T_m - T'_m \\
 r_3 &= T_R - T'_R
 \end{aligned}$$

Siendo  $T_c$ ,  $T_m$  y  $T_R$  las lecturas de temperatura por parte de las PT100 del cárter, la multiplicadora y la salida del refrigerador. Mientras que  $T'_c$ ,  $T'_m$  y  $T'_R$  el comportamiento de la temperatura según el modelo.

De acuerdo a lo anterior se construye una tabla para conocer las firmas de fallo y su correspondiente obtención de residuos de acuerdo a los estados de operación hallados en la tabla 5-3.

Tabla 5-3: Obtención de residuos de acuerdo al comportamiento discreto y los estados de operación.

			OS <sub>1</sub> (cyclic P <sub>1</sub> <sup>c</sup> , P <sub>6</sub> <sup>c</sup> )			OS <sub>2</sub> (isolated P <sub>4</sub> <sup>c</sup> )						OS <sub>3</sub> (cyclic P <sub>1</sub> <sup>c</sup> , P <sub>4</sub> <sup>c</sup> , P <sub>6</sub> <sup>c</sup> )				
Ve	t	r	os <sub>n</sub>	residues	faults	os <sub>n</sub>	residues	faults	Ve	t	r	os <sub>n</sub>	residues	faults		
0	0	0	os <sub>11</sub> = Sf <sub>1</sub> ∩ Sf <sub>2</sub>	r <sub>1</sub> >τ <sub>11</sub> ∧ r <sub>2</sub> >τ <sub>21</sub>	f <sub>10</sub>	Sf <sub>9</sub>	r <sub>3</sub> >τ <sub>31</sub>	f <sub>14</sub>	1 0 0	1	0	0				
				r <sub>1</sub> >τ <sub>12</sub> ∧ r <sub>2</sub> =0	f <sub>11</sub>		r <sub>3</sub> >τ <sub>32</sub>	f <sub>12</sub>								1 0 1
				r <sub>1</sub> =0 ∧ r <sub>2</sub> >τ <sub>22</sub>	f <sub>13</sub>											1 1 1
				r <sub>1</sub> <τ <sub>13</sub> ∧ r <sub>2</sub> <τ <sub>23</sub>	f <sub>4</sub> , f <sub>12</sub>											
				r <sub>1</sub> <τ <sub>14</sub> ∧ r <sub>2</sub> =0	f <sub>11</sub>											
				r <sub>1</sub> =0 ∧ r <sub>2</sub> <τ <sub>24</sub>	f <sub>13</sub>											
0	0	1	os <sub>12</sub> = Sf <sub>3</sub> ∩ Sf <sub>4</sub>	r <sub>1</sub> >τ <sub>41</sub> ∧ r <sub>2</sub> >τ <sub>51</sub>	f <sub>11</sub> , f <sub>13</sub>	Sf <sub>10</sub>	r <sub>3</sub> >τ <sub>61</sub>	f <sub>14</sub>	1 1 0	1	1	0	os <sub>31</sub> = Sf <sub>13</sub> ∩ Sf <sub>14</sub> ∩ Sf <sub>15</sub>	r <sub>1</sub> >τ <sub>131</sub> ∧ r <sub>2</sub> >τ <sub>141</sub> ∧ r <sub>3</sub> >τ <sub>151</sub>	f <sub>1</sub> ∨ f <sub>2</sub>	
				r <sub>1</sub> >τ <sub>42</sub> ∧ r <sub>2</sub> =0	f <sub>11</sub>		r <sub>3</sub> >τ <sub>62</sub>	f <sub>12</sub>						f <sub>1</sub> , (f <sub>1</sub> ∨ f <sub>2</sub> )		
				r <sub>1</sub> =0 ∧ r <sub>2</sub> >τ <sub>52</sub>	f <sub>13</sub>									f <sub>13</sub> , (f <sub>1</sub> ∨ f <sub>2</sub> )		
				r <sub>1</sub> <τ <sub>43</sub> ∧ r <sub>2</sub> <τ <sub>53</sub>	f <sub>3</sub>									f <sub>1</sub> , (f <sub>1</sub> ∨ f <sub>2</sub> )		
				r <sub>1</sub> <τ <sub>44</sub> ∧ r <sub>2</sub> =0	f <sub>11</sub>									f <sub>11</sub>		
				r <sub>1</sub> =0 ∧ r <sub>2</sub> <τ <sub>54</sub>	f <sub>13</sub>									f <sub>13</sub>		
0	1	0	os <sub>13</sub> = Sf <sub>5</sub> ∩ Sf <sub>6</sub>	r <sub>1</sub> >τ <sub>71</sub> ∧ r <sub>2</sub> >τ <sub>81</sub>	f <sub>10</sub>	Sf <sub>11</sub>	r <sub>3</sub> >τ <sub>91</sub>	f <sub>14</sub>	1 1 0	1	1	0	os <sub>31</sub> = Sf <sub>13</sub> ∩ Sf <sub>14</sub> ∩ Sf <sub>15</sub>	r <sub>1</sub> >τ <sub>133</sub> ∧ r <sub>2</sub> >τ <sub>143</sub> ∧ r <sub>3</sub> =0	f <sub>1</sub> , (f <sub>1</sub> ∨ f <sub>2</sub> )	
				r <sub>1</sub> >τ <sub>72</sub> ∧ r <sub>2</sub> =0	f <sub>11</sub>		r <sub>3</sub> >τ <sub>92</sub>	f <sub>12</sub>						f <sub>11</sub>		
				r <sub>1</sub> =0 ∧ r <sub>2</sub> >τ <sub>82</sub>	f <sub>13</sub>									f <sub>13</sub>		
				r <sub>1</sub> <τ <sub>73</sub> ∧ r <sub>2</sub> <τ <sub>83</sub>	f <sub>4</sub> , f <sub>12</sub>									f <sub>1</sub>		
				r <sub>1</sub> <τ <sub>74</sub> ∧ r <sub>2</sub> =0	f <sub>11</sub>									f <sub>13</sub>		
				r <sub>1</sub> =0 ∧ r <sub>2</sub> <τ <sub>84</sub>	f <sub>13</sub>									f <sub>1</sub>		
0	1	1	os <sub>14</sub> = Sf <sub>7</sub> ∩ Sf <sub>8</sub>	r <sub>1</sub> >τ <sub>101</sub> ∧ r <sub>2</sub> >τ <sub>111</sub>	f <sub>1</sub>	Sf <sub>12</sub>	r <sub>3</sub> >τ <sub>121</sub>	f <sub>14</sub>	1 1 0	1	1	0	os <sub>31</sub> = Sf <sub>13</sub> ∩ Sf <sub>14</sub> ∩ Sf <sub>15</sub>	r <sub>1</sub> =0 ∧ r <sub>2</sub> =0 ∧ r <sub>3</sub> >τ <sub>154</sub>	f <sub>14</sub>	
				r <sub>1</sub> >τ <sub>102</sub> ∧ r <sub>2</sub> =0	f <sub>11</sub>									r <sub>1</sub> <τ <sub>135</sub> ∧ r <sub>2</sub> <τ <sub>145</sub> ∧ r <sub>3</sub> <τ <sub>155</sub>	f <sub>4</sub>	
				r <sub>1</sub> =0 ∧ r <sub>2</sub> >τ <sub>112</sub>	f <sub>13</sub>									r <sub>1</sub> =0 ∧ r <sub>2</sub> <τ <sub>146</sub> ∧ r <sub>3</sub> <τ <sub>156</sub>	f <sub>1</sub> , f <sub>4</sub>	
				r <sub>1</sub> <τ <sub>103</sub> ∧ r <sub>2</sub> <τ <sub>113</sub>	f <sub>3</sub>									r <sub>1</sub> <τ <sub>136</sub> ∧ r <sub>2</sub> =0 ∧ r <sub>3</sub> <τ <sub>157</sub>	f <sub>13</sub> , f <sub>4</sub>	
				r <sub>1</sub> <τ <sub>104</sub> ∧ r <sub>2</sub> =0	f <sub>11</sub>									r <sub>1</sub> <τ <sub>137</sub> ∧ r <sub>2</sub> <τ <sub>147</sub> ∧ r <sub>3</sub> =0	f <sub>1</sub> , f <sub>4</sub>	
				r <sub>1</sub> =0 ∧ r <sub>2</sub> <τ <sub>114</sub>	f <sub>13</sub>									r <sub>1</sub> <τ <sub>138</sub> ∧ r <sub>2</sub> =0 ∧ r <sub>3</sub> =0	f <sub>1</sub>	

La tabla 5-3 dispone los residuos de manera clara de acuerdo a la cantidad de estados de operación del sistema y las firmas de fallos de cada uno de estos según el comportamiento dinámico de los lugares discretos en el modelo.

El conjunto de límites  $\tau = (\tau_{11}, \dots, \tau_{158})$  idealmente deben ser impuestos por expertos o por simulaciones utilizando el sistema real, pero para este caso específico, estos valores se hallan utilizando dos modelos idénticos en el software Sirphycy realizando variaciones en uno de ellos para obtener discrepancias y observar el comportamiento de las variables en cada lugar examinado. Las figuras 5-10 y 5-11 muestran los modelos implementados en Sirphycy. Por ejemplo en el modelo de la figura 5-11 solo cambia la inserción de un lugar P<sub>10</sub> que simula un fallo por la resistencia calefactora bloqueada en encendido. Esto produce



un calentamiento que se nota rápidamente en los lugares principales de intercambio de calor, como se puede ver en las gráficas de la figura.

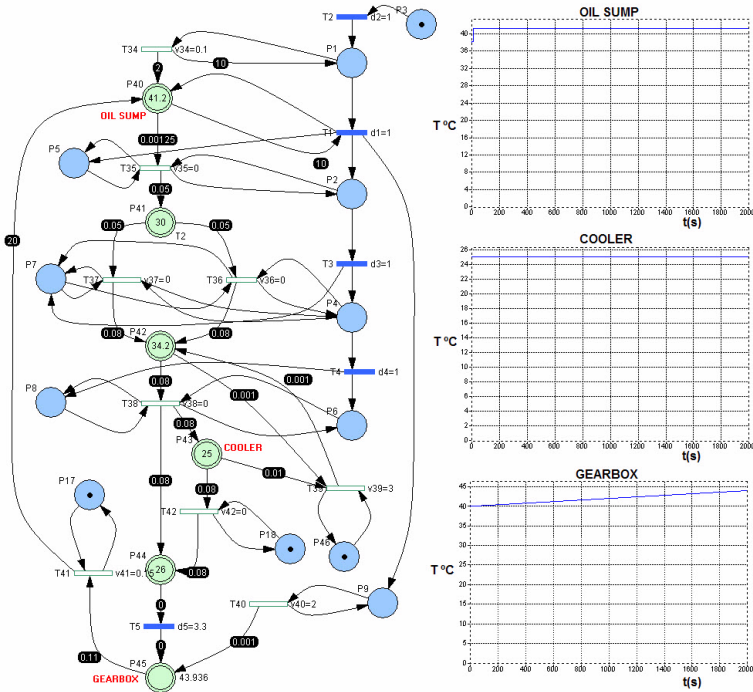


Figura 5-10: Modelo de Red de Petri Híbrida utilizado como sistema real

Aunque algunos parámetros no se han tenido en cuenta como la velocidad de ejecución en tiempo real del modelo, perturbaciones, ruido, así como, la histéresis, sensibilidad y resolución del sensor, las simulaciones permiten ajustarse a unos valores casi funcionales, sin embargo al aplicarse al sistema real es necesario redefinir estos umbrales.

Así como se tienen unos estados de operación en fallo para cada lugar continuo analizado, también se tienen unos estados de operación de recuperación así:  $OS_r\{OS_1, OS_2, OS_3\}$  con sus correspondientes firmas de recuperación, para los cuales los valores  $\tau$  pueden cambiar debido por ejemplo a la histéresis del sensor. Para este caso es la misma tabla 5-3 pero con otros valores residuales de acuerdo al paso de estado de operación en fallo a estado de operación normal.

Para finalizar se implementa el modelo en conjunto del sistema híbrido con su correspondiente sistema de diagnóstico de fallos basado en la metodología de anidamiento latente vista anteriormente.

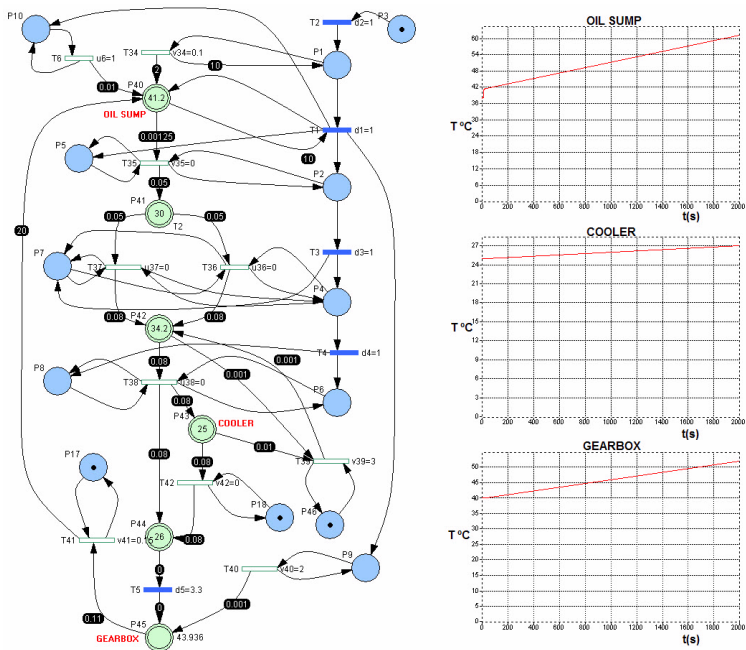


Figura 5-11: Modelo de Red de Petri Híbrida utilizado como sistema modelado

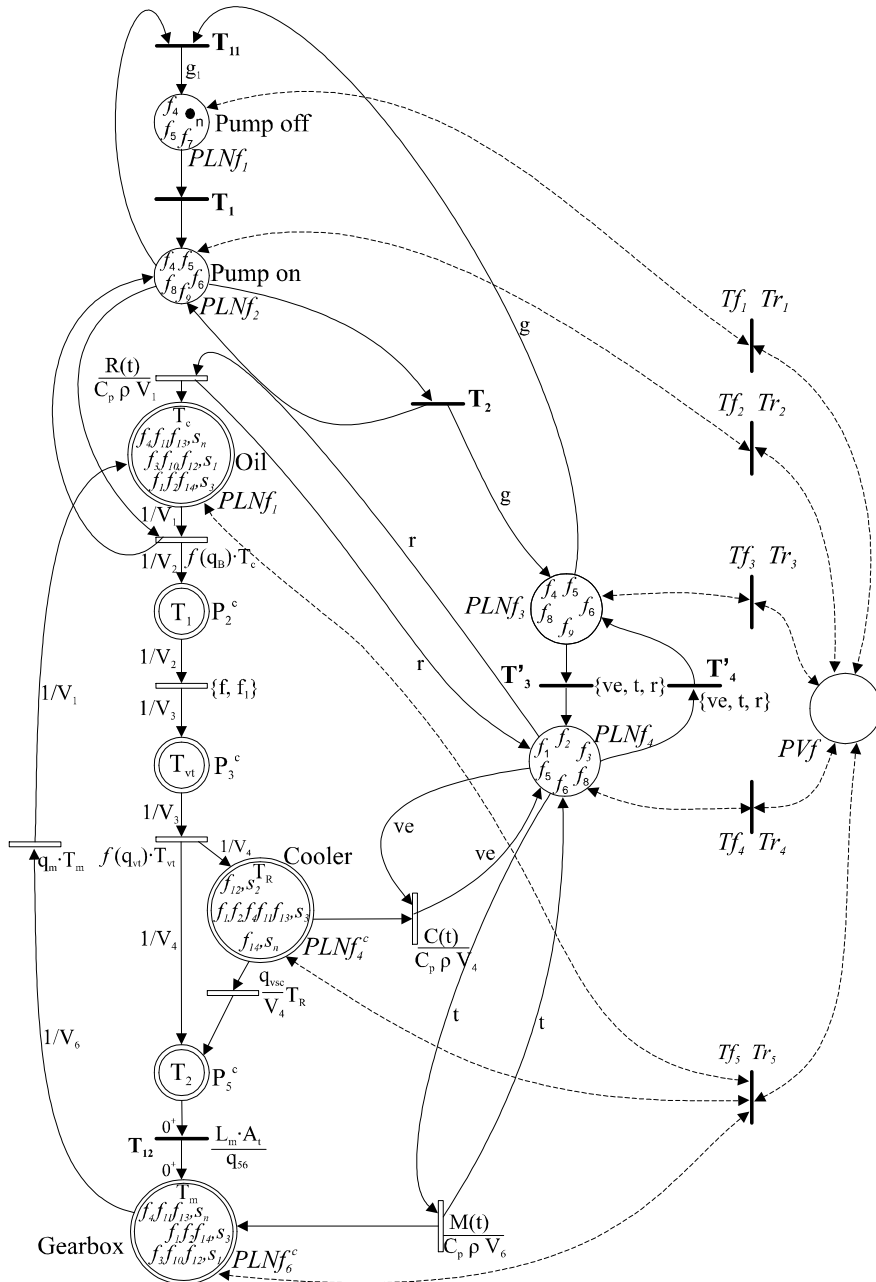


Figura 5-12: Modelo del Sistema de Refrigeración y Lubricación de la Multiplicadora de un Aerogenerador usando una RdPHCDF basada en la Metodología de Anidamiento Latente.

La figura 5-12 muestra el modelo de diagnóstico final donde se implementa tanto el modelo de comportamiento normal como el sistema de diagnóstico utilizando el método de anidamiento latente para sistemas híbridos. Así mismo, se observa la anidación de fallos en los cuatro lugares  $PLNf^D$  presentes en el modelo de tipo discreto, y la anidación en los tres lugares de anidamiento de carácter continuos  $PLNf^C$ . En la figura el marcado inicial es un macro marcado para una RdP Híbrida [26], tal que:  $M_{0*} = M_0 = (M^C, M^D)$ . En la misma figura se utiliza la capacidad de la Redes de Petri Coloreadas para plegar las transiciones de fallo y recuperación para mayor legibilidad en el gráfico. Por otra parte si se analiza la figura se observa que el marcado inicial está en reposo. Por ejemplo si para este caso el grupo de lecturas de comportamiento no esperado  $SROV_{uev}(M_0)$  en la transición de fallos  $Tf_1$  se cumplen, se aíslan los fallos  $f_4, f_5, f_7$ . Así mismo el conjunto de valores esperados  $SROV_{ev}(M_0)$  permitirían recuperarse de un eventual fallo en la transición de recuperación  $Tr$  hacia el lugar de origen  $PLNf_1$ . Las transiciones de fallo y recuperación se implementan a continuación.

$$Tf_1 = \left\{ \begin{array}{l} P_1, P_2, P_3, P_4, P_5 \rightarrow f_4, f_5, f_7 \\ P_1, P_2, P_3, NP_4, P_5 \rightarrow f_4, f_5 \\ P_1, P_2, P_3, P_4, NP_5 \rightarrow f_4, f_7 \end{array} \right\}$$

$$Tr_1 = \{NP_1, NP_2, NP_3, NP_4, NP_5\}$$

$$Tf_2 = \left\{ \begin{array}{l} NP_1, NP_2, NP_3, NP_5 \rightarrow f_8 \\ P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, Off \rightarrow f_4, f_5 \\ P_1, P_2, P_3, NP_4, P_5, Off \rightarrow f_5 \\ P_1, P_2, P_3, P_4, NP_5, Off \rightarrow f_4 \\ P_1, P_2, P_3, NP_4, P_5, On \rightarrow f_5, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, P_4, NP_5, On \rightarrow f_4, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, On \rightarrow f_4, f_5, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, NP_4, NP_5, On \rightarrow f_6 \\ P_1, P_2, NP_3, NP_4, NP_5, On \rightarrow f_9 \end{array} \right\}$$

$$Tr_2 = \{P_1, P_2, P_3, NP_4, NP_5, Off\}$$

$$Tf_3 = \left\{ \begin{array}{l} NP_1, NP_2, NP_3, NP_5 \rightarrow f_8 \\ P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, Off \rightarrow f_4, f_5 \\ P_1, P_2, P_3, NP_4, P_5, Off \rightarrow f_5 \\ P_1, P_2, P_3, P_4, NP_5, Off \rightarrow f_4 \\ P_1, P_2, P_3, NP_4, P_5, On \rightarrow f_5, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, P_4, NP_5, On \rightarrow f_4, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, On \rightarrow f_4, f_5, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, NP_4, NP_5, On \rightarrow f_6 \\ P_1, P_2, NP_3, NP_4, NP_5, On \rightarrow f_9 \end{array} \right\}$$

$$Tr_3 = \{P_1, P_2, P_3, NP_4, NP_5, Off\}$$

$$Tf_4 = \left. \begin{array}{l} NP_1, NP_2, NP_3 \rightarrow f_8 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, Off, P_4, High_5, Low_1, High_2, High_3 \rightarrow f_2 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, Off, P_4, High_5, High_1, High_2, Low_3 \rightarrow f_2 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, Off, P_4, High_5, High_1, Low_2, High_3 \rightarrow f_2 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, Off, P_4, High_5, High_1, High_2, High_3 \rightarrow f_2 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, On, P_4, High_5, Low_1, High_2, High_3 \rightarrow f_2, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, On, P_4, High_5, High_1, High_2, Low_3 \rightarrow f_2, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, On, P_4, High_5, High_1, Low_2, High_3 \rightarrow f_2, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, On, P_4, High_5, High_1, High_2, High_3 \rightarrow f_2, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, Off, P_4, High_5, Low_1, High_2, High_3 \rightarrow f_2, f_5 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, Off, P_4, High_5, High_1, High_2, Low_3 \rightarrow f_2, f_5 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, Off, P_4, High_5, High_1, Low_2, High_3 \rightarrow f_2, f_5 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, Off, P_4, High_5, High_1, High_2, High_3 \rightarrow f_2, f_5 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, On, P_4, High_5, Low_1, High_2, High_3 \rightarrow f_2, f_5, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, On, P_4, High_5, High_1, High_2, Low_3 \rightarrow f_2, f_5, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, On, P_4, High_5, High_1, Low_2, High_3 \rightarrow f_2, f_5, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, On, P_4, High_5, High_1, High_2, High_3 \rightarrow f_2, f_5, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, Off, NP_4, High_5, Low_1, High_2, High_3 \rightarrow f_1 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, Off, NP_4, High_5, High_1, High_2, Low_3 \rightarrow f_1 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, Off, NP_4, High_5, High_1, Low_2, High_3 \rightarrow f_1 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, Off, NP_4, High_5, High_1, High_2, High_3 \rightarrow f_1 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, On, NP_4, High_5, Low_1, High_2, High_3 \rightarrow f_1, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, On, NP_4, High_5, High_1, High_2, Low_3 \rightarrow f_1, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, On, NP_4, High_5, High_1, High_2, High_3 \rightarrow f_1, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, NP_5, On, NP_4, High_5, High_2, High_3 \rightarrow f_1, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, Off, NP_4, High_5, Low_1, High_2, High_3 \rightarrow f_1, f_5 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, Off, NP_4, High_5, High_1, High_2, Low_3 \rightarrow f_1, f_5 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, Off, NP_4, High_5, High_1, Low_2, High_3 \rightarrow f_1, f_5 \end{array} \right\}$$

$$Tf_4 = \left. \begin{array}{l} P_1, P_2, P_3, P_5, Off, NP_4, High_5, High_1, High_2, High_3 \rightarrow f_1, f_5 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, On, NP_4, High_5, Low_1, High_2, High_3 \rightarrow f_1, f_5, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, On, NP_4, High_5, High_1, High_2, Low_3 \rightarrow f_1, f_5, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, On, NP_4, High_5, High_1, Low_2, High_3 \rightarrow f_1, f_5, f_6 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, On, NP_4, High_5, High_1, High_2, High_3 \rightarrow f_1, f_5, f_6 \end{array} \right\}$$

$$Tr_4 = \left\{ \begin{array}{l} P_1, P_2, P_3, P_5, Off, NP_4, Low_5, Low_1, Low_2, Low_3 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, Off, NP_4, Low_5, High_1, Low_2, Low_3 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, Off, NP_4, Low_5, Low_1, High_2, Low_3 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, Off, NP_4, Low_5, Low_1, Low_2, High_3 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, Off, P_4, High_5, Low_1, Low_2, Low_3 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, Off, P_4, High_5, High_1, Low_2, Low_3 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, Off, P_4, High_5, Low_1, High_2, Low_3 \\ P_1, P_2, P_3, P_5, Off, P_4, High_5, Low_1, Low_2, High_3 \end{array} \right\}$$

$$Tf_5 = \left\{ \begin{array}{l} OS_1\{Sf_1, Sf_2, Sf_3, Sf_4, Sf_5, Sf_6, Sf_7, Sf_8\} \\ OS_2\{Sf_9, Sf_{10}, Sf_{11}, Sf_{12}\} \\ OS_3\{Sf_{13}, Sf_{14}, Sf_{15}\} \end{array} \right\}$$

$$Tr_5 = \left\{ \begin{array}{l} OS_1\{Sr_1, Sr_2, Sr_3, Sr_4, Sr_5, Sr_6, Sr_7, Sr_8\} \\ OS_2\{Sr_9, Sr_{10}, Sr_{11}, Sr_{12}\} \\ OS_3\{Sr_{13}, Sr_{14}, Sr_{15}\} \end{array} \right\}$$

Con el anterior análisis se podría observar que si por ejemplo el sistema de refrigeración y lubricación se encontrará en marcha, con la turbina eólica activa, la resistencia del cárter apagada y el ventilador apagado. El valor en los lugares que modelan la temperatura en la multiplicadora y en el cárter varía según el comportamiento real medido por los sensores PT100 ubicados en estas posiciones. Por lo tanto se tendría una verificación y aislamiento del fallo  $\langle f_{10}, S_1 \rangle$ . Recordando que para el disparo de una transición  $T_j$  con respecto a una firma de fallos  $Sf_i(k)$  desde un marcado  $M_i$  se obtiene un marcado  $M_{i+1}$ ; así  $M_i [T_j/Sf_i(k) > M_{i+2}$ , tal que:

$$\begin{aligned} & (M(PLNf_1^C(\langle T_C \rangle, \langle f_{10}, S_1 \rangle)) \wedge M(PLNf_6^C(\langle T_m \rangle, \langle f_{10}, S_1 \rangle))) \\ & [Tf_5/(((r_1 > \tau_{71}) M(PLNf_1^C(\langle T_C \rangle, \langle f_{10}, S_1 \rangle))) \\ & \wedge ((r_2 > \tau_{81}) M(PLNf_6^C(\langle T_m \rangle, \langle f_{10}, S_1 \rangle))) \\ & > M(PVf(\langle f_{10}, S_1 \rangle))] \end{aligned}$$

Y la recuperación del mismo fallo  $\langle f_{10}, S_1 \rangle$  se produciría si:

$$\begin{aligned} & M(PVf(\langle f_{10}, S_1 \rangle)) \\ & [Tr_5/(((r_1 > \tau_{71}) M(PLNf_1^C(\langle T_C \rangle)) \wedge \\ & (r_2 > \tau_{81}) M(PLNf_6^C(\langle T_m \rangle)) \wedge M(PVf(\langle f_{10}, S_1 \rangle))) \\ & > M(PLNf_1^C(\langle T_C \rangle, \langle f_{10}, S_1 \rangle)) \wedge M(PLNf_6^C(\langle T_m \rangle, \langle f_{10}, S_1 \rangle))] \end{aligned}$$

Donde:

$\tau_r$  serían los posibles límites para que sea posible la recuperación, así como  $M(PLNf_i^C(\langle h \rangle, \langle f_i, S_m \rangle))$  expresaría un marcado  $h > 0$  en el lugar continuo  $PLNf_i^C$ , con una marca de fallo del tipo  $\langle f_i, S_m \rangle$ .

Finalmente es interesante observar como el modelo *RdPHCDF* final es capaz de aislar los fallos de tipo individual que provienen del carácter discreto  $f_1, f_2, f_4, f_5, f_6, f_8, f_9$  así como los fallos de tipo individual que provienen del carácter continuo  $\langle f_{10}, S_1 \rangle, \langle f_{11}, S_1 \rangle, \langle f_{11}, S_3 \rangle, \langle f_{13}, S_1 \rangle, \langle f_{13}, S_3 \rangle, \langle f_{14}, S_2 \rangle, \langle f_{14}, S_3 \rangle$ , también algunos de tipo simultaneo provenientes del carácter discreto  $f_1f_5, f_1f_6, f_1f_5f_6, f_2f_5, f_2f_6, f_2f_5f_6, f_4f_5, f_4f_6, f_4f_7, f_4f_5f_6, f_4f_5f_7, f_5f_6$ , y simultaneo provenientes del carácter continuo  $\langle f_4f_{11}, S_3 \rangle, \langle f_4f_{13}, S_3 \rangle, \langle f_4f_{14}, S_3 \rangle, \langle f_{11}f_{13}, S_1 \rangle, \langle f_4f_{12}, S_1 \rangle$ .

El fallo  $f_3$  que era no diagnosticable usando la técnica discreta, ahora es diagnosticable en  $OS_1$  comparando los residuos  $r_1$  y  $r_2$  en diferentes comportamientos discretos según las firmas de fallos  $Sf_3, Sf_4, Sf_7$  y  $Sf_8$ .

Por último si se quisiera comparar la metodología de diagnóstico realizando el análisis por MEFs, solo con implementar la matriz de composición para los estados de comportamiento de cada sensor y de los fallos asociados al sistema de refrigeración en cuanto al sistema discreto sería considerable y si se aplica para todo el sistema de aerogeneración sería intratable desde cualquier punto de vista, así como se muestra a continuación.

Sensorización Instalada:

1. *PT100* = 2 estados discretos x 5 sensores.
2. *Presostatos* = 2 estados discretos x 5 sensores.
3. *Sensor filtro* = 2 estados.
4. Estados de fallo asociados al sistema = 14.

Por lo tanto tenemos:

$$Ct = \left| \prod_i x_i \right| = 5^2 \cdot 5^2 \cdot 2 \cdot 14 = 2800$$

$Ct$  es el número total de estados como consecuencia de la composición, siendo el cardinal del producto de todos los espacios de estados individuales de los generadores de componentes.

## Capítulo 6

# Análisis de Fallos Intermitentes en Semiconductores de Potencia IGBT's: Un enfoque mediante el *MALf*

### 6.1 Introducción

Tal y como se mencionó en el Capítulo 4 una de las principales ventajas que ofrece el Método de Anidamiento Latente de Fallos es la posibilidad de recuperar los fallos y realizar un análisis de fallos intermitentes (FIs). Este tipo de análisis de fallos ya es aplicado hoy en día en infinidad de sistemas y procesos, desde la industria electrónica, aeroespacial, informática, hasta los procesos industriales más comunes; su relevancia es tan alta que algunas de las empresas y organismos más importantes del mundo tienen centros de investigación aplicados a fallos de este tipo debido a su relevancia en aspectos como el mantenimiento preventivo y la fiabilidad de los componentes.

En la industria de la electrónica digital, que es una de las industria que más ha evolucionado desde la Segunda Guerra Mundial, por los años 1978 ya se realizaban diseños para el diagnóstico de FIs [83], esas técnicas invasivas inyectaban una serie de entradas conocidas a un sistema y comparaban las salidas con patrones libres de fallo de modo que podían detectar el fallo y su recuperación y así realizar el diagnóstico. En el área aeroespacial se realizaron algoritmos informáticos especializados para el diagnóstico de FIs para aviones comerciales [84], y misiones espaciales



[85], por los años de 1994. Especial énfasis se tiene en cuenta debido a su relevancia, a la evolución de las aplicaciones industriales de FIs, donde inicialmente en [86], se subrayaba la necesidad de implementar mecanismos para detectar intermitencias, ya que el envejecimiento de los componentes conllevará a la aparición de FIs como advertencia de su fallo definitivo. El grupo de Sorensen defendía que era incorrecto asumir que los FIs se producían de manera constante o repetible. Tan solo una micra-rotura que provoque una apertura del circuito de corta duración, puede derivar fácilmente en un fallo potencial más amplio en cuanto a duración o magnitud la próxima vez que aparezca. La figura 6-1 muestra la evolución de los FIs por conexión, esta ocurre cuándo los FIs no se reparan y, en este caso, su comportamiento va a peor.

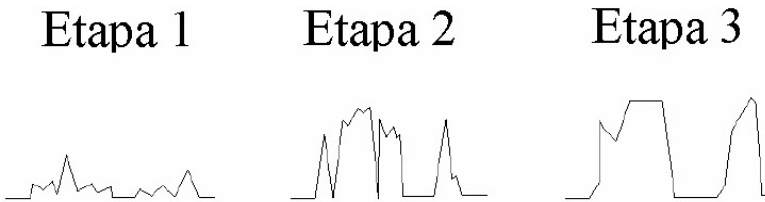


Figura 6-1: Evolución de los fallos intermitentes por conexión a lo largo de la vida del componente.

Por ese entonces 1999 uno de los fenómenos más estudiados era los FIs en contactos eléctricos [87], siendo la denominada corrosión por vibración uno de las causas más importantes de este tipo de fallos debidas principalmente a vibraciones ya sea por causas mecánicas o por variación de temperatura, que producen fatiga en los extremos del contacto, lo cual incrementa su resistencia poco a poco y pueda llegar a un fallo definitivo. Otra aplicación industrial se puede ver en [88], donde se demostró que los FIs en líneas de transmisión de datos industriales pueden derivar en errores de código recibido en el receptor.

Hoy en día, estas mismas aplicaciones en electrónica digital [89], electrónica de potencia [90], y hasta los circuitos impresos de montaje (PCB) [91], utilizan técnicas de diagnóstico de FIs en sus circuitos para el análisis de corrosión, contaminación, temperatura, cargas, migración electroquímica y defectos en la manufactura, que no solo permiten conocer un fallo en el dispositivo sino permiten la realización de un mantenimiento preventivo sobre el propio componente, dándole una mayor fiabilidad a los sistemas en los que intervienen estos componentes. La figura 6-2 muestra un diagrama de espina de pescado donde se

observan las condiciones de no fallo encontrado (NFF) para componentes electrónicos. Las causas principales de fallo se pueden clasificar en personas (humanos), máquinas, métodos y fallos intermitentes. Una de las principales fallas como se puede ver en la figura son los FIs causados por software o hardware y esos posibles FIs se discuten en [91].

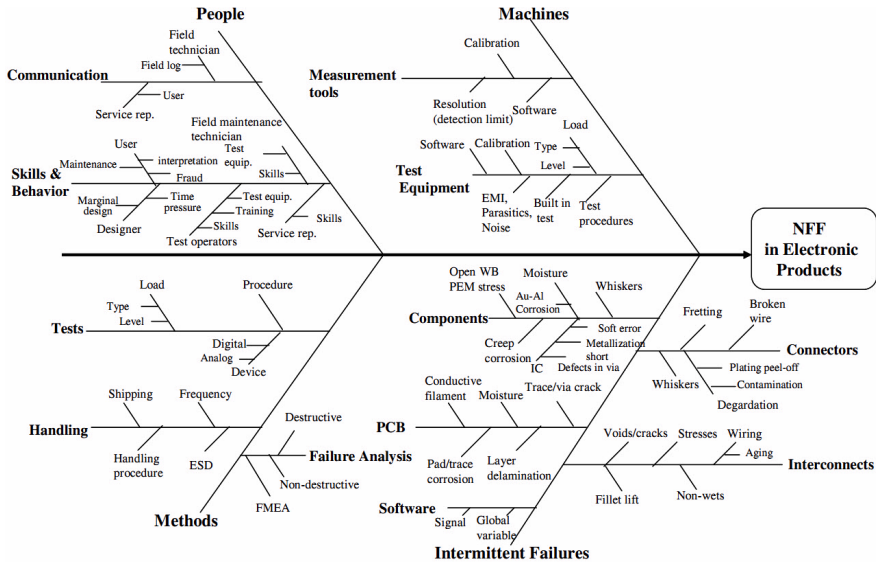


Figura 6-2: Diagrama de causa efecto para condiciones NFF en productos electrónicos.

Una de las aplicaciones que es motivo de grandes estudios hoy en día en todos los sistemas industriales, son los dispositivos semiconductores de electrónica potencia (DSEPs), debido a que su uso es casi indispensable en cualquier aplicación en que intervengan componentes que manejen grandes cargas o necesiten grandes potencias. Algunas de las aplicaciones más importantes de este tipo de dispositivos está en controles de iluminación, fuentes de alimentación, sistemas computacionales, autómatas programables, dispositivos industriales de control entre otras diversas aplicaciones, pero una de las más importantes de todas son los motores y generadores eléctricos. En estos equipos los semiconductores asociados a ellos necesitan tener en algunos casos una alta eficiencia porque de ellos puede depender la generación de electricidad para toda una población, el control de una turbina de un avión o una misión espacial de alto coste. Lo anterior da como consecuencia de que hoy en día muchos de estos dispositivos son manejados por módulos "inteligentes" donde el control, la protección y

la etapa de potencia son integradas en un mismo encapsulado [92], [93].

Entre los DSEPs más usados para este tipo de aplicaciones se encuentran el MOSFET (tecnología unipolar - frecuencias altas, potencias bajas), el IGBT, por su siglas en inglés (Insulated Gate Bipolar Transistor), (tecnología híbrida - frecuencias medianas, potencias medianas) y el GTO (tecnología bipolar - frecuencias bajas, potencias altas) [93]. la figura 6-3 muestra una comparación de los DSEPs controlados con respecto a la potencia y a la frecuencia de conmutación, donde se puede apreciar claramente que el dispositivo que domina las potencias y frecuencias medias es el IGBT, ampliamente utilizado en controladores para motores de inducción y generadores asíncronos doblemente alimentados (GADA) con alto uso en la industria de aerogeneradores. Por lo anterior el IGBT será el dispositivo empleado en la demostración de la potencia y eficacia de nuestro método.

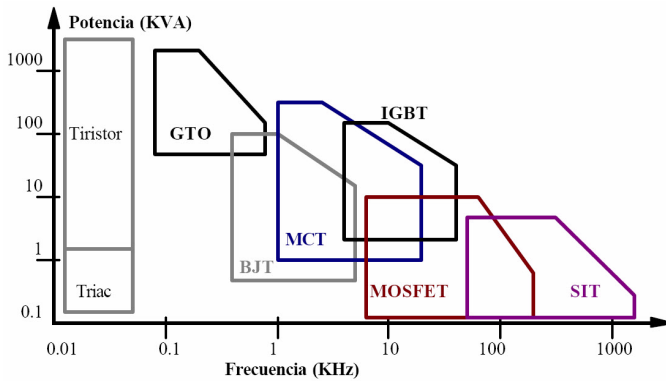


Figura 6-3: Aplicaciones de los DSEPs

Los IGBTs son objeto de extensos estudios en diversas áreas del diagnóstico, algunas de estas para optimizar sus propiedades como interruptor [93], otras para conocer sus límites de operación por envejecimiento [94], algunos estudios de diagnóstico abordando casos como: la fatiga térmica [95], los sobre voltajes y sobre corrientes y por último algunos que estudian los posibles defectos de fabricación [96]

Los fallos más comunes que se pueden presentar en los IGBTs, son [97]:

- Dispositivo en circuito abierto 28%
- Dispositivo en corto circuito 30 %
- Fallas de control 15 %

- Fatiga térmica 15%
- Otras fallas 12%

En [90], se implementa un algoritmo solo para hallar las fallas de tipo corto circuito y circuito abierto usando ecuaciones de paridad en un inversor de un motor de inducción. Aunque el método es muy eficiente diagnosticando estos fallos acotados en el tiempo para evitar producir daños en el motor, no se analizan FIs como tal.

Para resolver el problema como tal de este tipo de dispositivos electrónicos en cuanto a FIs se refiere, se podría basar en muchos aspectos como el comportamiento on-line del componente y las curvas de operación del fabricante, sin embargo, podría requerir un gran cómputo y gran cantidad de información en tiempo real del ciclo de trabajo, lo cual sería impensable a la hora de utilizarlo en sistemas complejos que usen varios de estos dispositivos.

Debido a que el objetivo principal de estos dispositivos es sobrevivir a un número de operaciones alto y con alta eficiencia, uno de los parámetros que se deben estudiar es la fiabilidad del componente, teniendo en cuenta que la fiabilidad es la probabilidad de que el dispositivo sobreviva a un periodo de operación, bajo condiciones específicas de operación sin que falle este dispositivo. Una de las medidas características en fiabilidad es la *probabilidad condicional de fallo* ( $P_{cond}$ ) la cual mide la probabilidad de que el dispositivo entre en un intervalo de edad determinado y fallara en ese intervalo. Si la probabilidad de fallo aumenta con la edad (Envejecimiento-AGING), el dispositivo mostrará características de desgaste. Esta probabilidad condicional de fallo refleja el efecto general negativo de la edad en la fiabilidad. Otra medida como la *frecuencia de fallo* es útil para la realización de toma de decisiones de costes y la determinación de los intervalos de mantenimiento pero sin decir nada acerca de cuáles son las tareas de mantenimiento adecuadas o las consecuencias de un fallo, siendo que una solución de mantenimiento debe ser evaluada en términos de seguridad y consecuencias económicas.

Lo anterior nos lleva a plantear la probabilidad condicional de fallo en un tipo de curvas divididas en seis tipos básicos, como gráficas ( $P_{cond}$  vs *Tiempo*) Figura 6-4 planteada por la NASA en el famoso artículo escrito por su centro de fiabilidad y mantenimiento [98].

**TIPO A** - Probabilidad de incremento de fallos constante o gradual, seguido por una región de desgaste. (Típico en motores alternativos).

**TIPO B** - Mortalidad infantil seguido de una probabilidad de fallo constante o aumento leve. (Típico de equipos y dispositivos electrónicos).

**TIPO C** - Baja probabilidad de fallo cuándo el dispositivo es nuevo o reparado recientemente, seguido por un rápido incremento a un nivel relativamente constante.

**TIPO D** - Probabilidad de fallo relativamente constante en todas las edades.

**TIPO E** - Curva de la bañera, mortalidad infantil seguido por un constante o incremento gradual de fallos y luego una pronunciada región de desgaste.

**TIPO F** - Incremento gradual de la probabilidad de fallos, pero sin un identificable desgaste por envejecimiento (Típico en turbinas)

Es importante observar que el estudio fue realizado por United Airlines 1968, seguido por un estudio en Suecia en 1973 y finalmente la armada americana U.S. Navy en 1983, produciendo resultados muy parecidos. En estos tres estudios, los fallos aleatorios representan del 77-92% y los fallos relacionados con la edad del 8-23%. También es muy importante resaltar que los fallos de dispositivos electrónicos se encuentran caracterizados por el tipo de curva B lo cual determina que para estos dispositivos NO se tiene un envejecimiento ya sea como FIs o deterioro del dispositivo, sino se tiene un fallo definitivo del tipo abrupto. Esta será uno de los incentivos del uso de nuestro método para demostrar la veracidad de esta hipótesis.

Antes de entrar a conocer el trabajo realizado en este Capítulo de la Tesis, es importante fundamentar el trabajo realizado por otros autores en el área de diagnóstico y evaluación del estado de vida de semiconductores y específicamente IGBTs que es el dispositivo escogido para nuestro estudio. Diferentes técnicas se han usado para este tipo de análisis, sin embargo, la técnica de envejecimiento más conocida como (AGING) es fuertemente aceptada por la comunidad científica para el diagnóstico o dinámica de fallos de estos dispositivos semiconductores. En [99], se realiza un estudio para la caracterización del comportamiento de un IGBT en condiciones de estrés utilizando un modelo en SPICE. Para esto, se implementó un circuito tipo test para utilizarlo como conmutador del IGBT y se realizaron pruebas para dos tipos de ambientes. El primer ambiente trataba del funcionamiento del IGBT en condiciones normales de operación obteniendo curvas de corriente colector emisor  $I_{CE}$  contra voltaje colector emisor  $V_{CE}$  o voltaje gate (base-emisor)  $V_G$ , así mismo, se obtuvieron las mismas curvas pero en condiciones de estrés para lo cual se redujo la resistencia de carga  $R_C$  a la mitad. Estas gráficas permitieron obtener parámetros característicos del IGBT tanto antes como después del estrés con unas condiciones de medidas específicas, tanto en el sistema real como en la simulación. Más adelante haremos más referencia a este trabajo. Sin embargo,

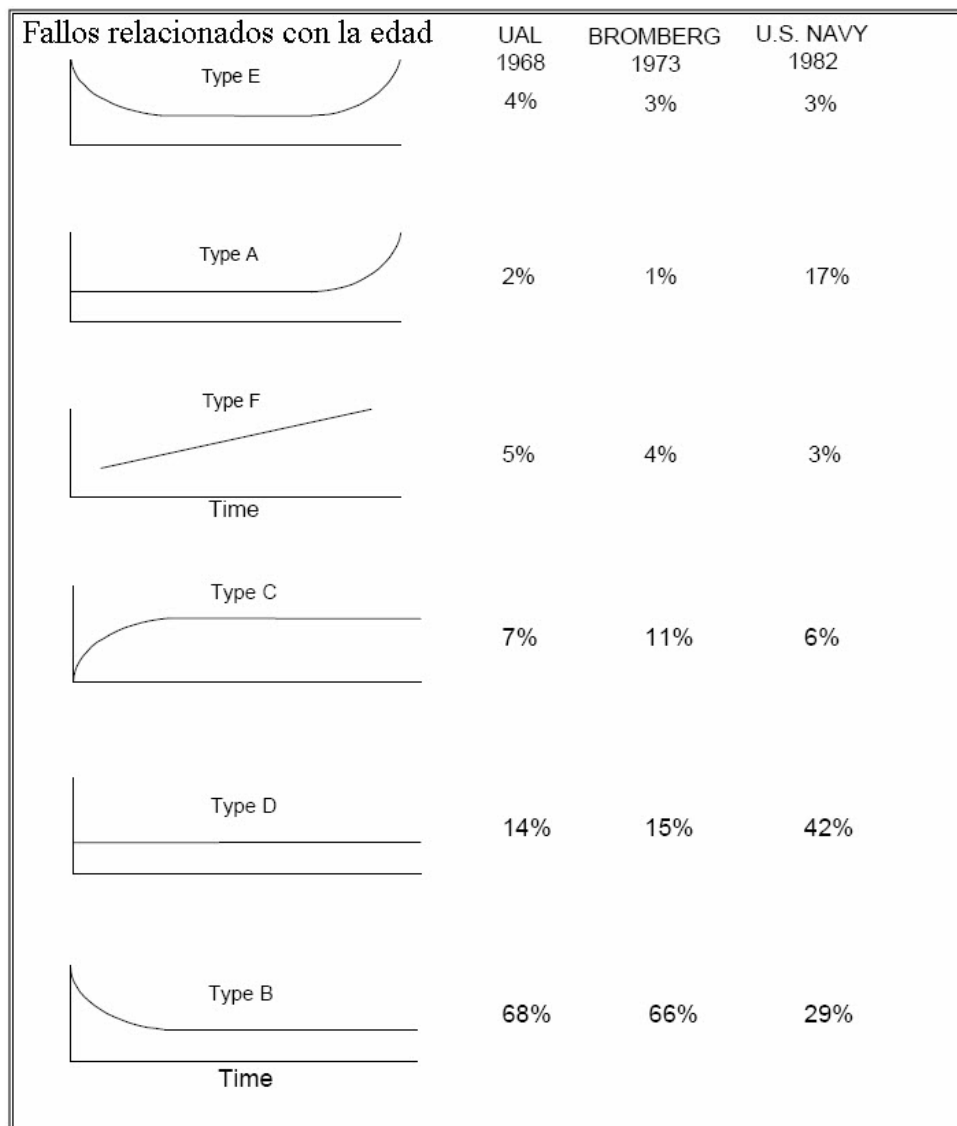


Figura 6-4: Probabilidad condicional de curvas de fallo

es importante aclarar que este diagnóstico es del tipo estático y no dinámico por lo tanto en un proceso industrial sería necesario para el sistema para realizar el mantenimiento o comprobación. El anterior trabajo fue realizado para una carga netamente resistiva, sin embargo en [100], se realiza un análisis de diagnóstico parecido pero usando cargas inductivas durante la conmutación del IGBT y en régimen dinámico, de igual forma utilizan un circuito implementado y las simulaciones del mismo para comparar sus resultados. Su principal aporte se centra en el diagnóstico de problemas por entrar en la región de avalancha cuándo se está realizando la desconexión (Turn-off) del IGBT. En [101] se presenta una nueva técnica para detección de fallos en IGBTs basada en la monitorización de voltaje usando un circuito interruptor con carga resistiva tomando en cuenta solo la degradación por sobrecorriente o por sobretemperatura. Este análisis es muy interesante y su circuito de trabajo se tiene en cuenta para el desarrollo de nuestro prototipo test.

Uno de los grupos más implicados en el tema actualmente de AGING en IGBTs y semiconductores de potencia son el *Grupo de Diagnóstico y Pronóstico de la NASA (DnP)* en uno de sus proyectos líderes *Pronóstico en Sistemas Electrónicos* en el cual investigan los mecanismos de propagación de daños para componentes electrónicos críticos en equipos de aviónica. Específicamente, el impacto del AGING debido a ciclos térmicos, estrés eléctrico y vibración en MOSFETs e IGBTs y el desarrollo de modelos para la propagación de estos daños. Algunos de sus principales trabajos son tratados a continuación y serán retomados en apartados posteriores. En uno de sus trabajos realizan un doble modelamiento tanto del sistema físico propio del IGBT, como un modelo de su funcionamiento [102]. Este último modelamiento permite una mejor caracterización del fenómeno de señal ringing, la cual fue encontrada como característica de AGING en IGBTs. Basados en esta característica de señal ringing se obtienen cambios en tiempo real que se pueden usar como herramienta de diagnóstico para el estado de salud del dispositivo. Otro de sus trabajos utiliza los llamados precursores de fallo de un IGBT que son el voltaje límite, la transconductancia y el voltaje de encendido colector emisor  $V_{CE}^{on}$  usando técnicas como AGING termoeléctrico y análisis de degradación con una metodología híbrida [103]. Uno de sus trabajos más importantes muestra los diferentes métodos para el análisis de envejecimiento o AGING, como lo son: el ciclado térmico, inyección de portador caliente, sobre estrés eléctrico y la ruptura dieléctrica de estímulo dependiente del tiempo. Algunas de estas técnicas serán retomadas en apartados posteriores [104].

Todos los análisis vistos anteriormente tanto para el diagnóstico de IGBTs por técnicas de modelado sobre ecuaciones de paridad u otras

técnicas clásicas, sistemas de monitorización y diagnóstico estáticos en base a simulaciones y más modernamente, diagnóstico y pronóstico usando técnicas de AGING que son de una alta importancia para nuestro trabajo como base de la metodología a usar. Algunas de estas técnicas se retomarán más adelante y se integrarán en el *MALf* debido a su capacidad para incorporar estas técnicas analíticas y de tendencias, o algunos sistemas de pronóstico AGING y también los FIs como se verá en el siguiente apartado.

Aunque en el tema de diagnóstico de fallos, no hacen mucha referencia al diagnóstico de FIs, se debe principalmente a lo complejo que puede llegar a ser este tipo de diagnóstico en dispositivos tan pequeños pero tan complejos en cuanto a su funcionamiento y que vienen diseñados para soportar grandes cambios físicos y de funcionamiento.

Este análisis de FIs se realizará con base en el trabajo ya realizado por el propio grupo de investigación en referencia a la Tesis Doctoral de Antonio Correcher Salvador [105].

## 6.2 Fallos de Carácter Intermitente: Parámetros.

Como se vió en el apartado anterior uno de los fenómenos más estudiados por los 80's y 90's es la técnica de Fallos Intermitentes. La cual permite acercar más un modelo de fallo a la perspectiva en interés de los sistemas y procesos industriales, de modo que los FIs sirvan como técnica de inclusión en el mantenimiento preventivo de los dispositivos.

Como se mencionó previamente en [105], se encuentra un estudio completo acerca de este tipo de fallos con una solución bastante acertada de su posible implementación para el análisis de dispositivos industriales. Es del interés de este trabajo es mostrar las principales características de esta tesis doctoral y en especial el desarrollo de FIs en cuanto a la evolución del fallo, sistemas "on-line", lo cual nos permitirá extrapolar los datos obtenidos para conocer el comportamiento futuro del dispositivo con el objetivo de planificar su reparación o sustitución, figura 6-1.

Esta característica de los FIs se acopla de manera especial al *MALf*, ya que desde un principio el *MALf* se planteó como un método de diagnóstico de fallos para sistemas complejos pensando y facilitando la inclusión de este tipo de fallos intermitentes con lugares y transiciones específicas para algunas de las funciones del diagnóstico de FIs. Sin embargo, esta inclusión y acondicionamiento se verá en el siguiente apartado. A continuación mostraremos lo más significativo de los sistemas de diagnóstico de FIs enfocado en el análisis temporal.



### 6.2.1 Caracterización probabilística de FIs

La caracterización probabilística de cualquier dispositivo se define con la famosa curva de la bañera en la mayoría de los componentes 6-4. Esta curva se emplea en la mayoría de los casos para modelar los fallos de carácter definitivo en una familia de componentes. Así pues, si se conoce un modelo probabilístico de la tasa de fallos en cada una de las regiones se pueden predecir las horas de funcionamiento que le quedan al componente en relación a su familia. Una vez falla el componente, éste es retirado del sistema (o reparado) y el instante en el que ha fallado puede servir para actualizar el modelo de predicción de fallos. Normalmente el modelo se construye utilizando un vector de tiempo,  $T = [t_1, t_2, \dots, t_n]$ , cada uno asociado a uno de los  $m$  componentes ( $m \geq n$ ) que han sido retirados y/o reparados. Sin embargo, en FIs el número de fallos que puede representar un número de componentes puede ser mayor que uno, ya que el componente puede fallar y recuperarse según la dinámica del proceso y tantas veces hasta que se produzca el fallo definitivo. Esto se representaría entonces por una matriz de tiempo de fallo o varios vectores de fallo según las características de los mismo fallos [105].

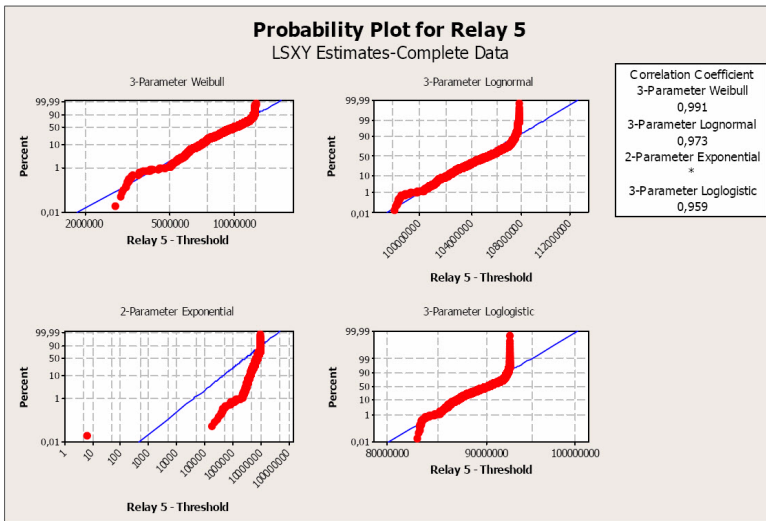


Figura 6-5: Correlación de los datos de un relé con la distribución de Weibull, lognormal, exponencial y loglogística.

Para modelar la ocurrencia de fallos en dispositivos se pueden utilizar numerosas distribuciones de probabilidad, algunas de la principales se encuentran en [106]. En el caso del trabajo realizado de la Tesis en

referencia, se empleó la distribución de Weibull por su gran flexibilidad en la representación de diferentes tasas de fallos. Su uso se demostró claramente en el análisis de FIs en Relés comparando diferentes tipos de distribuciones y mostrando los beneficios de la finalmente adoptada, Weibull. La figura 6-5 muestra algunos de los ajustes preliminares de los datos recogidos por un relé utilizando diferentes distribuciones. Finalmente la utilizada fue la Weibull de 3 parámetros por su alta correlación con los datos.

Aunque el análisis probabilístico tiene la ventaja de otorgar beneficios a largo plazo para cualquier dispositivo, en nuestro caso este beneficio ya viene determinado en muchas de la curvas de fabricante de nuestros DSEPs de estudio que son los IGBTs, referenciado a diferentes tipos de comportamiento sobre variables como la temperatura y la carga. Por lo anterior, es necesario utilizar otra técnica que permita ver los beneficios a corto plazo utilizando los datos que se están midiendo de forma inmediata y es por esto, que el desarrollo del *MALf* se enfoca utilizando el modelado temporal de los FIs.

### 6.2.2 Modelado Temporal de FIs

Debido a que el objetivo principal de utilizar los FIs es la generación de herramientas para realizar un mantenimiento preventivo y planificado de los dispositivos en sistemas industriales, es necesario ir utilizando los datos obtenido de manera on-line para determinar cuándo es el mejor momento de reemplazar o reparar un componente. La idea fundamental es usar métodos de predicción que midan la información de fallo actual y sean indicativos del deterioro que está sufriendo el componente a medida que van sucediendo los fallos.

De esta necesidad surgen dos medidas complementarias fundamentadas en la Tesis referencia [105]. Estas medidas son:

- Densidad de Fallos Temporal
- Pseudoperiodo

La densidad de fallos temporal  $DF_{Tj}$  se define como el tiempo que el dispositivo ha estado en fallo del tipo  $F_j$  durante una ventana deslizante de duración  $T$ . Por lo tanto si definimos el instante actual como  $H$ , el instante desde donde se calcula la densidad temporal será  $H - T$ . Este parámetro se puede calcular así:

$$DF_{Tj} = \frac{\sum_{i=k}^{CNT} (T_{(i)Fj}) + T_A}{T} \quad (6.1)$$

donde  $k$  hace referencia a la primera detección dentro de la ventana y  $CNT$  es el número total de veces que ha ocurrido el fallo  $i$ , ( $\{k : IT_{kF_j} > H - T\}$  si existe, si no  $k = CNT + 1$ ) y  $T_A$  es el tiempo de ajuste que suma el tiempo que un fallo que se haya iniciado antes de la ventana pero siga activo dentro de ella. Por lo tanto:

$$T_A = IT_{(k-1)F_j} + T_{(k-1)F_j} - (H - T) \quad (6.2)$$

donde  $IT_{(k-1)F_j}$  es el instante en el que el fallo fue detectado por  $j$ -ésima vez y  $T_{(k-1)F_j}$  es el tiempo en que el fallo ha estado activo. La ecuación anterior será válida si su resultado es positivo, en cualquier otro caso  $T_A = 0$ , puesto que ese resultado indica que el último fallo se encontraba completamente fuera de la ventana.

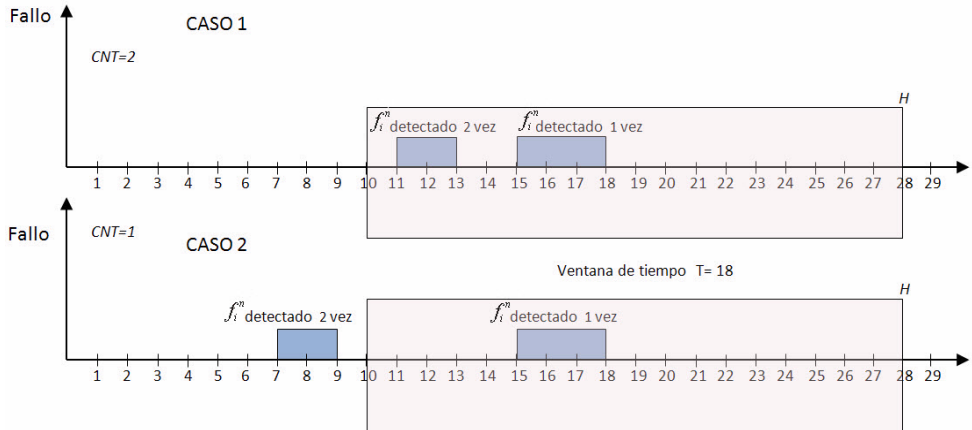


Figura 6-6: Casos de para diferentes medidas de FIs

Si se analiza el caso de la figura 6-6 vemos que para el primer caso se tiene un fallo  $f_i^n$  detectado dos veces dentro de la ventana temporal, mientras que para el segundo caso la  $j$ -ésima vez que se detecta el fallo  $f_i^n$  (segunda vez en este caso) está fuera de la ventana de tiempo. Si resolvemos las ecuaciones anteriores tenemos:

Para el caso 1 tenemos que  $T_A = 3$  tiempo de ajuste, mientras que para el caso 2 se tiene que  $T_A = -1$ , por lo tanto  $T_A = 0$ , indicando que el último fallo está totalmente fuera de la ventana y hará parte de la siguiente ventana. Si obtenemos la densidad temporal de fallos se tiene para el caso 1 un  $DF_{T_j} = 0.44$  y para el caso 2 un  $DF_{T_j} = 0.16$ .

Cabe esperar que la densidad de fallos en un sistema real resulte ser una magnitud creciente, hecho que se comprueba en la Tesis en mención.

Los datos finales obtenidos en cuanto a crecimiento de la densidad temporal pueden extrapolarse para estimar el momento oportuno del cambio o reparación. Para esto se puede utilizar algún tipo de ajuste como mínimos cuadrados o mínimos cuadrados recursivos. De ese modo se obtendrá una recta en cada uno de los ajustes:

$$D = m \cdot t + n \quad (6.3)$$

donde  $D$  se corresponde con la densidad de fallos y  $t$  con el valor temporal donde se estima dicha densidad. Así pues, si se asume un umbral para la densidad  $D_0$ , el valor temporal ( $t_{D_0}$ ) donde se alcanzará dicho umbral será:

$$t_{D_0} = \frac{(D_0 - n)}{m} \quad (6.4)$$

Esta estimación del instante temporal se denomina *LTLC*. De este modo, el sistema de diagnóstico de fallos que utilizaremos en nuestro caso realizará una estimación del instante temporal aproximado donde se debe reemplazar el dispositivo que sufre el FI en dos etapas. En la primera calcularemos la densidad temporal de fallos en una ventana de tiempo deslizante mientras que en la segunda, calculará el *LTLC* que estimará la predicción para el cambio.

La segunda medida fundamental para el análisis predictivo es el Pseudoperiodo, este es necesario debido a que la densidad temporal no permite la explicación completa de la dinámica de un FI. Esto se explica mejor viendo la figura 6-7, esta figura muestra que para dos casos distintos con una ventana idéntica, se tiene una densidad temporal igual. Sin embargo, el fallo en la primera situación es mucho más persistente y en el segundo caso el fallo ocurre más veces pero no de manera continuada. Este comportamiento permite definir el pseudoperiodo  $P_s$  como la media de la ocurrencia de los fallos consecutivos dentro de una ventana de observación, dividida por el número de fallos que en ella han ocurrido.

$$P_{S_h} = \frac{\sum_{i=j}^{i=k} IT_{i+1} - IT_i}{k - j} \quad (6.5)$$

donde  $h \in \mathbb{N}$  hace referencia al número de la ventana considerada,  $IT_i$  es el instante en el que se produce el fallo  $i$ ,  $j$  es el primer fallo que ocurre en la ventana y  $k$  es el último fallo que ocurre en la ventana. EL pseudoperiodo es una evolución de un término muy conocido en fiabilidad como, el tiempo medio entre fallo *MTBF* (mean time between failures), sin embargo, el pseudoperiodo es una magnitud dinámica pues

que el FI tiene una evolución y por lo tanto debe calcularse dentro de una ventana. Esto nos dará como resultado una evolución dinámica de la magnitud del pseudoperiodo empezando en cero mientras no hallan fallos, luego incrementando al empezar a haber fallo y se alcance un valor máximo y finalmente decrecerá hasta que ocurra el fallo definitivo cuándo volverá a tomar valor nulo.

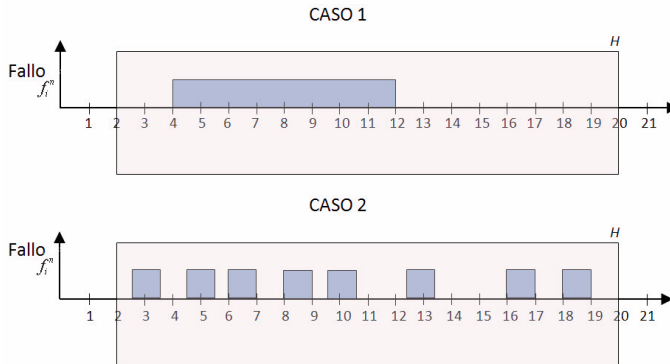


Figura 6-7: FIs con la misma densidad pero distinta dinámica

Como la idea es conocer los parámetros principales a usar en el *MALf*, la elección de la ventana, algunas especificaciones y el caso de estudio sobre relés se dejan para que el lector lo vea en mayor detalle en la Tesis en referencia [105].

Estos dos parámetros tienen una alta implicación en el análisis de FIs para el *MALf* debido a su facilidad de implementación y correspondencia con el diseño de nuestro método. Sin embargo, para probar su funcionamiento se hace necesario la implementación del *MALf* con FIs en un prototipo de pruebas que muestre las ventajas del método en cuanto a poder de diagnóstico en sistemas complejos y su capacidad de diagnóstico de FIs.

Lo anterior expuesto, nos lleva a la idea de resolver el problema de diagnóstico de IGBTs, debido a su complejo funcionamiento, su robustez física, su larga vida útil y su difícil caracterización de FIs como lo dice la NASA, figura 6-4, utilizando el mejor método para representar un modelo híbrido de diagnóstico fallos con mantenimiento preventivo, el Método de Anidamiento Latente de Fallos.

El siguiente apartado hace referencia a la implementación de un banco de pruebas para el diagnóstico de fallos de IGBTs, mostrando su necesidad desde las características principales de estos semiconductores, a la implementación del banco de pruebas y el modelamiento respectivo

de su sistema de diagnóstico utilizando el método propuesto.

## 6.3 Análisis, Fiabilidad y Envejecimiento de IGBTs.

### 6.3.1 Principio de Funcionamiento y Estructura.

Un IGBT es un transistor bipolar de puerta aislada, de sus siglas en inglés (Isolated Gate Bipolar Transistor). Este dispositivo es un híbrido reuniendo la facilidad de disparo de un MOSFET con las pequeñas pérdidas de conmutación de un BJT de potencia. Su control por tensión es relativamente sencillo, lo cual se caracteriza porque entre el colector y el emisor tiene un comportamiento bipolar característico de cualquier transistor, con lo que funciona como un interruptor muy cercano al ideal. La figura 6-8 muestra su símbolo más característico. La estructura de un IGBT es muy similar a la de un MOSFET, aunque su diferencia radica en la inclusión de una capa  $P+$  que forma el colector del IGBT. Este dispositivo soporta tensiones típicas desde 1200V hasta 2000V, con un control sencillo por puerta, aunque la velocidad no es tan elevada como la de un mosfet, su rango de frecuencias se encuentra en frecuencias medias permitiendo controlando potencias elevadas. Una comparación entre diferentes dispositivos de este tipo función (frecuencia-potencia) ya se vio en la figura 6-3.

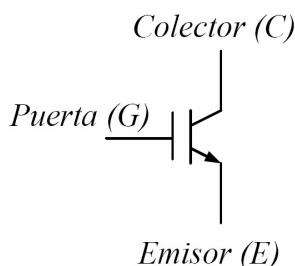


Figura 6-8: Símbolo de un IGBT

Un IGBT se puede analizar como un MOSFET en el cual su región  $N-$  tiene la conductividad modulada por la inyección de portadores minoritarios, a partir de su región  $P+$ , cuando la unión  $J1$  está directamente polarizada. Lo anterior produce una mayor conductividad y por lo tanto produce una caída de tensión en comparación con un MOSFET similar.

Debido a que la idea principal radica en el diagnóstico de este tipo de dispositivos, nos centraremos en aspectos de modelado, tipos de fallo y algunas características de comportamiento en la práctica de los IGBTs. La máxima tensión que soporta un IGBT se determina por la unión  $J2$  que es la polarización directa y por  $J1$  que es polarización inversa. Como  $J1$  divide dos regiones muy dopadas, es deducible que el IGBT no soporta tensiones elevadas al polarizarse inversamente. La impedancia de entrada de un IGBT es alta y las pérdidas en estado activo son bajas, sin presentar problemas de ruptura secundaria como los BJT.

La figura 6-9, muestra la estructura interna de un IGBT con cada una de las partes que hemos nombrado anteriormente como las uniones y regiones  $P$  y  $N$ . Las uniones son muy importantes ya que tienen unas temperaturas máximas de unión que se dan por el fabricante y se tienen que tener en cuenta a la hora de realizar los ensayos acelerados.

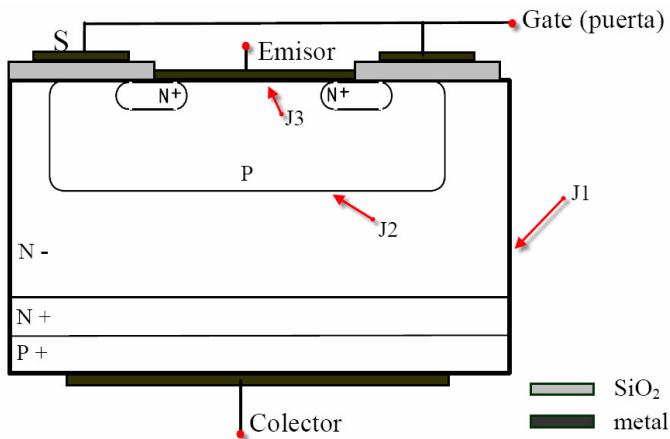


Figura 6-9: Estructura interna básica de un IGBT

Sin embargo, para fundamentar mejor la estructura, características básicas, funcionamiento, selección, parámetros y curvas el lector se puede referir a un excelente tutorial genérico sobre IGBTs de la Advanced Power Technology [107].

### 6.3.2 Fiabilidad y Métodos de Prueba para el Tiempo de Vida.

Normalmente cuándo se trabaja con dispositivos semiconductores y se necesitan conocer datos como su fiabilidad, es necesario realizar algunas pruebas llamadas ensayos acelerados. Estos ensayos se denominan

acelerados debido a que estos componentes tienen una duración muy elevada, quiere decir que puede llegar a ser imposible realizar un experimento hasta el final de su vida útil. Estos ensayos ponen al dispositivo en condiciones de trabajo bajo estrés para propiciar fallos mucho antes de lo esperado.

Como nuestras pruebas se realizarán sobre DSEPs y en específico IGBTs, es interesante conocer cómo evolucionan los fallos en estos dispositivos. Normalmente y basándose en la curva de la bañera, figura 6-4 b, existe una evolución de la tasa de fallos en los IGBTs así:

- Fallo Iniciales: Estos fallos se consideran cuándo el dispositivo tiene defectos latentes, por ejemplo durante la fabricación del dispositivo y posteriormente se manifiesta al estresar el componente. Es muy frecuente que se formen diminutas partículas en alguna de las capas del semiconductor que con el tiempo van desapareciendo, lo cual hace que la tasa de fallos descienda gradualmente.
- Fallos aleatorios: Estos fallos ocurren una vez los defectos latentes de fabricación ya han desaparecido, sin embargo estos fallos ocurren debido a un exceso de estrés debido a alguna sobretensión, sobrecalentamiento o error del sistema de control.
- Fallo por desgaste: Estos fallos aunque en la literatura son casi imperceptibles debido a que se dice que en IGBTs solo se tienen fallo abrupto al final de su vida útil, nosotros creemos que existen ciertos indicios de fallos y de desgaste que permiten indicar un crecimiento alto de la tasa de fallos en un periodo muy corto antes del fallo definitivo. Estos fallos normalmente se deben al desgaste y la fatiga.

En resumen, el test de tiempo de vida acelerado es un método para estimar la tasa de fallos de un componente durante su uso actual. El test se enfoca en realizar un estrés en el ambiente en el cual el componente es usado, haciendo observaciones de los fallos producidos usando estas condiciones de estrés como parámetros. Estos métodos son ampliamente usados en el desarrollo de nuevos productos.

Los medios de aceleración más usados para DSEPs en estos test son:

- Aumentar el grado de estrés (por ejemplo, temperatura, tensión, corriente).
- Aumento de la frecuencia de la tensión aplicada.
- Variaciones en la carga (Resistencia, Inductancia).



- Variaciones en la resistencia de puerta (Gate).
- Disminución de la superficie de disipación.
- Usar límites de fallos en las variables a medir más estrictos.

El estrés puede ser del tipo constante, estrés escalado o estrés continuamente incrementado variando así el resultado de cada experimento. El estrés de tipo contante se usa normalmente en aumento de temperatura, tensión o corriente, manteniendo el tipo de estrés mientras el componente cumple su función mientras pasa el tiempo. El estrés escalado y continuamente incrementado se usa en pruebas de alta exigencia sobre todo dispositivos mecánicos tratando de incrementar el estrés en el menor tiempo posible. La figura 6-10, muestra las curvas de estrés contra tiempo, depende de la prueba de estrés se obtiene una distribución del tiempo de vida en menor tiempo, aunque es muy probable que cada distribución sea distinta por esto es necesario obtener datos con diferentes aceleraciones.

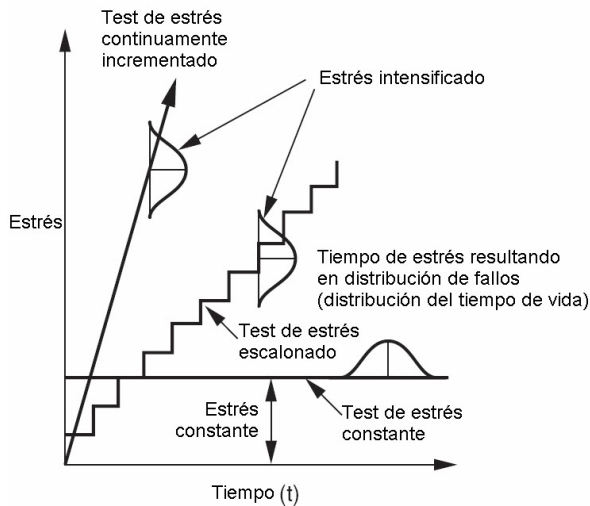


Figura 6-10: Esquema de cada test de estrés.

A continuación se presentan los principales modelos de fallo, que constituyen la base para los modelos de tiempo de vida acelerados.

### Modelo de Teoría de Reacción (Arrhenius).

El modelo de teoría de reacción es el modelo de fallos más comúnmente utilizados para las pruebas de vida acelerada en dispositivos semicon-

ductores. En general, el deterioro y la destrucción de las sustancias se deben a cambios en el nivel atómico y molecular. Los mecanismos de estos cambios incluyen la difusión, la oxidación, adsorción, luxación (desplazamiento), la electrólisis y el desarrollo de grietas de corrosión. El avance de estos cambios promueve un deterioro en los materiales y partes del semiconductor, lo cual al superar un cierto umbral se convierte finalmente en un fallo. En un momento dado en el proceso desde las condiciones de funcionamiento normal a las condiciones de funcionamiento defectuoso hay un límite de energía. Este límite de energía se llama energía de activación. Esta energía de activación en dependencia a la temperatura fue descubierta por Arrhenius y su ecuación es ampliamente usada en modelos físicos.

$$R(T) = Ae^{\left(\frac{-E_A}{KT}\right)} \quad (6.6)$$

donde  $R$ , es la velocidad de reacción,  $T$  es el valor absoluto de la temperatura en Kelvin,  $A$  es uno de los parámetros a determinar no térmicos,  $E_A$  es la energía de activación ( $eV$ ) y  $K$  es la constante de Boltzman  $K = 8.617385 * 10^{-5}$ . La energía de activación es una medida del efecto que la temperatura tiene sobre la reacción. Este modelo fue formulado asumiendo que la vida es proporcional a la reacción inversa del proceso, por lo tanto si tenemos que el tiempo a fallo es  $L$  tenemos:

$$L = Ce^{\left(\frac{E_A}{KT}\right)} \quad (6.7)$$

donde  $L$  representa una vida cuantificable, como la media de vida y  $C$  es un parámetro a ser determinado. Se puede linealizar la ecuación usando logaritmos.

$$\ln(L) = C_i + \frac{E_A}{KT} \quad (6.8)$$

Esta ecuación representa el logaritmo del tiempo de vida ( $L$ ), en función de la temperatura. La pendiente de la recta producida es la energía de activación. Por ejemplo si tenemos dos ensayos con tiempos de vida  $L_1$  y  $L_2$  a temperaturas  $T_1$  y  $T_2$  respectivamente, tenemos:

$$\ln(L_1/L_2) = \frac{1}{k} \left( \frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right) E_A$$

Esta ecuación provee una aceleración estándar para determinar la energía de activación del sistema, la figura 6-11 muestra un gráfico de Arrhenius según la ecuación anterior.

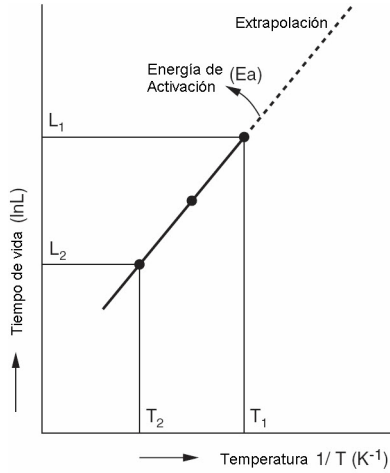


Figura 6-11: Gráfico del Modelo de Arrhenius

### Modelo Eyring

Otro modelo ampliamente usado en semiconductores es el modelo de Eyring, pero al contrario que el modelo de Arrhenius este se usa para mostrar otras dependencias como lo son el estrés mecánico, la humedad y la tensión, o efectos combinados con la temperatura y los anteriores. La ecuación para este modelo es:

$$K = a \left( \frac{kT}{h} \right) \cdot \exp \left( \frac{-Ea}{kT} \right) \cdot S^\alpha \quad (6.9)$$

donde  $a$  y  $\alpha$  son constantes,  $h$  es la constante de planck,  $S$  otro factor de estrés diferente de la temperatura,  $T$  es la temperatura absoluta en Kelvin. Además, si nos centramos en otros factores de estrés diferentes a la temperatura, el tiempo de vida ( $L$ ) es proporcional a  $1/K$  y utilizando algoritmos se obtiene la ecuación:  $\ln(L) = A - \alpha \ln(S)$  donde  $A$  es una constante. Si se considera un sistema de calentamiento por incremento de la tensión aplicada y este estrés es representado por  $S$  y el tiempo de vida por  $N$ . Para un experimento con estrés  $S_1$  y  $S_2$  y tiempos de vida  $N_1$  y  $N_2$  respectivamente tenemos:

$$\ln(N_1/N_2) = -\alpha \ln \left( \frac{\Delta S_1}{\Delta S_2} \right) \quad (6.10)$$

La figura 6-12, muestra el gráfico para el modelo de Eyring según la ecuación anterior.

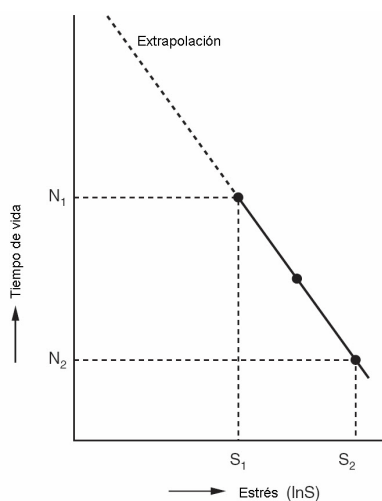


Figura 6-12: Gráfico del Modelo de Eyring

## Modelo Weibull

Un método ampliamente usado y será el que usaremos en nuestro caso para conocer algunos datos es el método probabilístico usado en FIs llamado Weibull. En este caso se utilizarán las medidas hechas y se realizarán extrapolaciones de las medidas para llevarlas al funcionamiento en condiciones nominales. Este método es sencillo de usar y más adelante veremos ejemplos con nuestro banco de pruebas. En este caso el método se utiliza recolectando inicialmente datos en diversas pruebas o aceleraciones, luego se estima mediante un análisis de Weibull la distribución para cada uno de esas pruebas. Se calculan para cada prueba la mediana y los umbrales de funcionamiento por ejemplo al 10% y al 90%, luego se grafican la mediana y los umbrales o límites respecto al nivel de estrés y por último se extrapola a las condiciones de funcionamiento nominal. Cabe destacar que si no se conoce bien el sistema y las pruebas se toman con total rigurosidad es muy probable tener resultados incorrectos. La figura 6-13 de la parte superior muestra los datos de fallos de conmutación de un IGBT usando un modelo Weibull para cuatro niveles de estrés térmico, que en sí representan la temperatura expuesta al semiconductor. (100, 150, 200, 250). La figura gráfica inferior de la figura, representa la distribución weibull donde obtenemos la probabilidad de supervivencia en la cual podemos trazar unos valores de supervivencia  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  que para este caso son (10, 50, 90)% de probabilidad. Si se procede a realizar una gráfica de los niveles

de estrés frente a los ciclos de conmutación del transistor se puede ajustar una curva a estos valores y así, extrapolar a las condiciones nominales de funcionamiento, obteniendo el tiempo de vida del dispositivo según las condiciones de funcionamiento real.

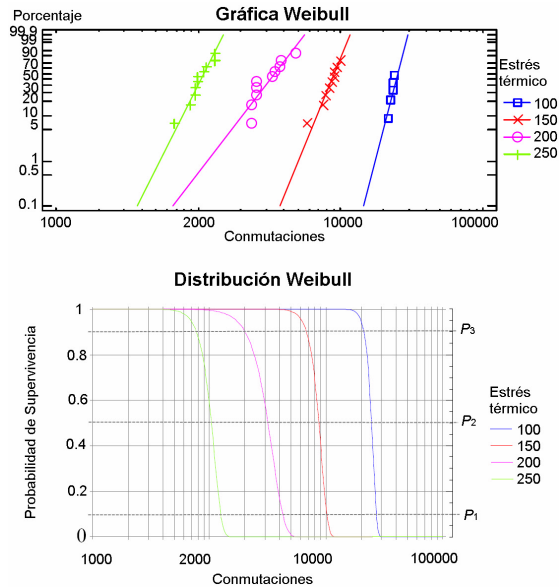


Figura 6-13: Gráfica para análisis Weibull en ensayos acelerados

Aunque estos métodos son ampliamente usados en la literatura para extrapolar el comportamiento a largo plazo de un dispositivo, no detectan FIs, ni predicen el envejecimiento del dispositivo, tan solo son métodos estadísticos para la deducción de tasas de fallos a partir de datos previos en el componente electrónico. Sin lugar a duda poco nos sirven estos modelos para nuestro objetivo de diagnóstico de FIs y pronóstico del comportamiento de IGBTs.

### 6.3.3 Métodos de Envejecimiento Acelerado (AGING)

Como se vio en el apartado 6.1 de introducción, uno de los grupos que más ha trabajado en relación a métodos de envejecimiento para el análisis de DSEPs, es el Grupo de Diagnóstico y Pronóstico de la NASA, en base a diferentes proyectos enfocados a los dispositivos que llevan sus misiones aeroespaciales. Sus trabajos e investigaciones se basan en trabajos de fiabilidad y pronóstico en semiconductores de años anteriores realizados por compañías como la Fuerza Aérea Americana o

Intel [108]. Aunque su trabajo y desarrollo significa un gran avance en este nuevo campo de diagnóstico y pronóstico de los semiconductores y es tenido en cuenta para la implementación de nuestro banco de pruebas y en la evaluación de los algoritmos implementados, estas técnicas usan patrones en base a los datos recolectados acelerando la degradación del componente para luego utilizar extrapolaciones o estimadores de estado que puedan prever la vida del dispositivo. Sin embargo, estos métodos NO tienen en cuenta si en algún momento el dispositivo no realiza su labor de manera correcta, en cuanto a su funcionamiento se refiere, por ejemplo si la conmutación no se realizó de manera eficiente, o la corriente entregada a la carga no es la correcta. Esta labor es muy importante ya que los DSEPs son normalmente el mecanismo de control de nuestros grandes, importantes y costosos sistemas de locomoción, generación o producción en nuestros procesos o máquinas y por lo tanto, aunque podamos tener un IGBT relativamente nuevo, pequeños defectos en su estructura interna o en su fabricación pueden ocasionar grandes y complejos fallos a corto plazo. Hay que resaltar que normalmente estos dispositivos trabajan en conjunto (Convertidores, inversores, etc.) lo cual puede afectar en mayor o menor medida estos fallos intrínsecos. Esto nos lleva a plantear una estructura conjunta de diagnóstico de FIs para seguimiento del estado del IGBT, aunque aplicar cualquier técnica sin acelerar el proceso de degradación del componente podría estimar meses, años o décadas en estos dispositivos IGBTs. Por lo tanto, es necesario conocer estos métodos AGING y usarlos en nuestras pruebas.

A continuación se presentan los métodos de envejecimiento acelerado más usados:

### **Ciclado Térmico (CT):**

EL CT es una de las metodologías más frecuentes en los métodos AGING. El ciclado térmico está fuertemente asociado con el fallo por degradación y levantamiento de soldadura. Previa investigación [109], muestran fallos para IGBTs con soldadura en base de plomo a partir de  $2.7 \times 10^7$  ciclos y  $2.7 \times 10^5$  ciclos en un rango de temperaturas de  $50^\circ\text{C}$  y  $80^\circ\text{C}$ , respectivamente y después de  $2.0 \times 10^7$  ciclos y  $2.7 \times 10^5$  ciclos para IGBTs libres de base de plomo a esas mismas temperaturas. La degradación del dispositivo siempre es acompañada por un cambio en el límite de voltaje en la puerta  $V_{Gth}$ , atribuido a un incremento de la temperatura en la operación interna. La muerte por degradación de soldadura y sus síntomas son uno de los más destacados precursores asociados con este método de envejecimiento, algunas técnicas para monitorizar la degradación son, técnicas de imagen, monitorización por decremento en impedancias, monitorización de cambios en  $V_{Gth}$

bajo potencia constante. Un ejemplo de degradación por efecto de la temperatura puede ser visto en la figura 6-14, cuándo los transientes pico de tensión decrentan aproximadamente en un 15% desde el estado inicial al estado cercano a fallo que se encuentra entre  $1000s$  y  $10000s$  a unas temperaturas de entre  $326^{\circ}C$  a  $331^{\circ}C$ . Este trabajo completo puede ser visto en la siguiente investigación [104], y un trabajo similar por el mismo grupo pero sobre MOSFET puede ser visto en [110].

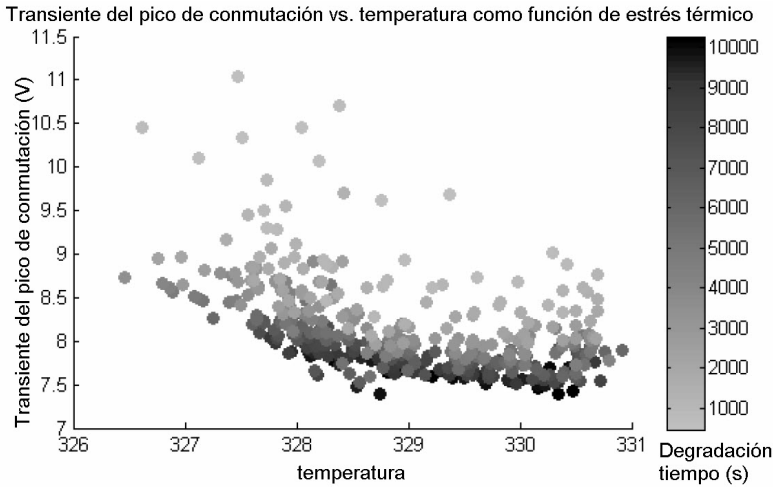


Figura 6-14: Gráfico de dispersión de la temperatura vs. transiente de tensión del pico de conmutación de un solo IGBT

### Inyección de Portador Caliente (IPC):

La IPC es otra forma de envejecimiento acelerado. Estas pruebas inducen electrones y huecos dentro de la película de óxido de puerta, con unas barreras de potencial de  $3.1eV$  y  $4.8eV$  para electrones y huecos respectivamente. Esto produce un excedente neto de electrones que se inyectan en la interfaz de  $Si-SiO_2$ , siendo este excedente de electrones el resultado de un aumento en la tensión umbral del IGBT. Este mecanismo de envejecimiento se puede realizar aplicando altos voltajes en la puerta  $G$  del IGBT, o también se puede producir con campos magnéticos. Para realizar este estrés se puede establecer un  $V_G$  y maximizar la corriente de drenaje  $I_E$ , o aplicar un sobre estrés a través de  $I_E$ . Los portadores calientes son típicamente monitorizados por los cambios de tensión de la puerta  $V_{Gth}$ , sin embargo, cabe señalar que no se puede comparar esta medida con la temperatura de la unión y por lo tanto otros métodos

de medición de temperatura interna deben ser empleados, teniendo en cuenta también que el efecto de portador caliente se acelera si disminuye la temperatura. Esto lo hace un método en muchas ocasiones difícil de aplicar. En [89], se puede ver un ejemplo de inyección por portador caliente en el cambio de las curvas de  $I_{CE}$  en estado de apagado del IGBT. Estas tendencias de cambio pueden ser precedente de un fallo tipo latch-up (tipo particular de corto circuito) independiente de la temperatura. La figura 6-15, muestra en la gráfica (a) el flanco de bajada para el IGBT nuevo y la gráfica (b) muestra el decaimiento en el flanco de bajada después de 80 minutos de operación a 600Hz.

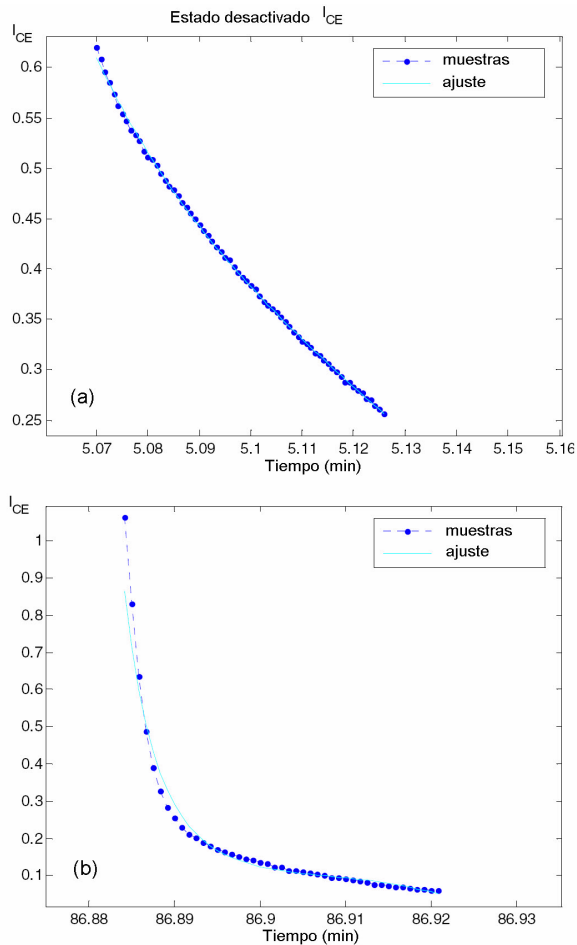


Figura 6-15: Flanco de bajada (desactivación), decaimiento de la  $I_{CE}$  por envejecimiento en el IGBT.



### **Sobre Estrés Eléctrico (SEE):**

El SEE puede ser causado por corrientes, tensión o potencia excesiva. Este incluye pulsos electromagnéticos, descargas electrostáticas, transientes, etc., es fácil deducir entre mecanismos de falla inducidos térmicamente como fusión de metales o quemado de metales por contacto y daños por campos eléctricos inducidos como ruptura de la película de óxido de puerta. Un posible efecto de la sobretensión eléctrica es que el óxido de puerta aislado y el canal del transistor se dañen por los grandes picos de tensión, un fenómeno llamado "punch through". Otra posible causa es altas frecuencias de conmutación con cargas inductivas. Estos síntomas pueden ser monitorizados por fugas de colector-emisor y fugas de puerta.

### **Rotura dieléctrica dependiente del tiempo (TDDB)**

Este es referido a los daños acumulados en la región de óxido de puerta en el IGBT durante su uso en condiciones de funcionamiento. Por ejemplo una alta temperatura durante algún tiempo puede producir que falle el dieléctrico debido a caminos que se forman en el dieléctrico acortando el ánodo del cátodo. Otra posible causa de estos caminos es un campo eléctrico. El impacto de este daño sobre la fiabilidad es altamente estudiado pero de difícil predicción en algunos casos.

Tanto diagnosticar fallos como identificar su naturaleza es una tarea difícil en este tipo de dispositivos, en el sentido que no existe un método que lo haga en tiempo real pronosticando cuándo se debe cambiar o reparar este dispositivo de manera fiable y los que existen, tienen que basarse en datos almacenados para análisis de tendencias o aplicación de filtros específicos para el pronóstico, lo cual puede ser una tarea engorrosa y de un alto coste computacional. Como se vio en el apartado 6.2, existe un método para identificar fallos de tipo intermitente en dispositivos de conmutación mecánica como relés, sin embargo, un IGBT es un dispositivo sin partes móviles que está diseñado para durar de cien a mil veces más de lo que dura un relé, lo cual hace lo hace un difícil candidato para FIs. Sin embargo, existen pruebas aceleradas para dispositivos semiconductores como IGBTs como las que se vieron en el apartado 6.3.2 que permiten obtener datos estadísticos de su tasa de fallos, pero que tienen el problema de que solo nos permiten conocer su comportamiento a futuro y no inmediato. Finalmente, se analizaron algunos de los principales métodos de envejecimiento AGING, los cuáles permiten tener una buena predicción del comportamiento del dispositivo aunque no tienen diagnóstico de FIs que es un problema como se explicó

en la introducción de este apartado. Sin embargo, estos métodos AGING nos sirvieron como modelo para plantear métodos de estrés para nuestro prototipo.

Lo anterior nos lleva a plantear la necesidad de afrontar estas falencias de cada método y plantear un diagnóstico de fallos intermitentes en IGBTs utilizando el *MALf* y así mismo, conocer la evolución de su estado utilizando las medidas de densidad temporal y LTLC, utilizando un prototipo diseñado para realizar pruebas de estrés, control, adquisición, monitorización y diagnóstico de fallos on-line.

## **6.4 *MALf* y su Aplicación en la Caracterización de FIs en IGBTs**

### **6.4.1 Implementación de un Banco de Pruebas para IGBTs**

Para la implementación del banco de pruebas se fundamentó en los bancos de prueba para el diagnóstico de DSEPs de varios de los trabajos vistos en referencias citadas anteriormente, sin embargo, algunos trabajos fueron tenidos mayormente en cuenta debido a la facilidad y disponibilidad de su implementación. Los trabajos principales que se tuvieron en cuenta para la implementación de nuestro banco de pruebas fueron, [99], [111], [90], [112]. Cada uno de estos presenta unas ventajas y desventajas en relación a las pruebas que se quieren realizar, así que la decisión tomada fue diseñar un banco de pruebas dual que permitiera probar un circuito tradicional controlado directamente y un circuito industrial controlado con un driver. El primer circuito, es un modelo de funcionamiento directo en cuanto a la activación y con una carga resistiva que permita observar su comportamiento. El segundo circuito lleva un driver de manejo y protección que regula la corriente en la base del IGBT para evitar pérdidas y sobrecorrientes que lleven a altas temperaturas y puedan ocasionar daños en el IGBT, de igual manera una carga resistiva. La figura muestra el circuito de montaje preliminar.

### **Implementación del hardware y sistemas de adquisición de datos**

Debido a la experiencia en el grupo en Sistemas de Supervisión Control y Adquisición de Datos SCADA, diagnóstico de fallos y monitorización de proceso en tiempo real, se hizo imprescindible la utilización de una herramienta hardware que permitiera realizar el control y la supervisión de las señales que intervendrían en el banco de pruebas. Para esto se

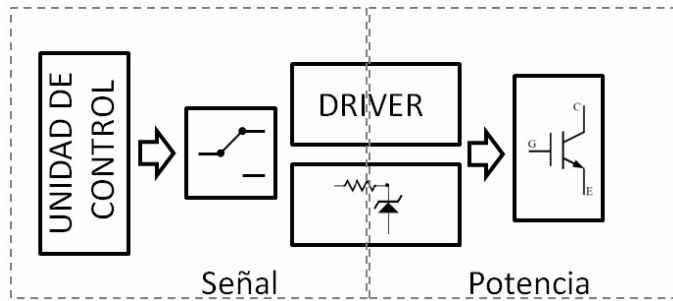


Figura 6-16: Esquema preliminar del circuito necesario como banco de pruebas.

utilizó el software Labview y una tarjeta de adquisición con las siguientes características: 32 entradas analógicas resolución 16 bits de  $\pm 10V$ ,  $\pm 5V$  y máximo  $500k\text{sps}$  por canal, 4 salidas analógicas resolución de 16 bits de  $\pm 10V$  y máximo  $900k\text{sps}$  por canal, 48 canales de entrada y salida digital (32 temporizadas por hardware hasta  $1MHz$ ), 4 contadores/temporizadores de 32 bits para PWM, codificador, etc. Un driver de manejo HCPL-316J por cada IGBT. Una fuente conmutada con las siguientes características: una fuente de  $\pm 5Vdc$  1A, una fuente de  $\pm 15Vdc$  1A y una fuente regulada de  $\pm 30Vdc$  10A. Cuatro módulos manejadores, uno por cada IGBT. Cuatro PT100 de película fina de  $2mm \times 10mm$ . IGBTs comerciales de referencia IRG4BC30KDPBF. Cuatro cargas resistivas variables de  $10\Omega$  25W cada una por cada IGBT. Finalmente, un calefactor cerámico de  $10cm \times 10cm$  con rango de  $5^\circ C$  a  $540^\circ C$ . La figura 6-17 muestra un esquema completo del montaje utilizado para el banco de pruebas que se va a utilizar.

La decisión de utilizar dos circuitos como excitadores de IGBT fue esencialmente conocer las ventajas de los driver usados industrialmente en diferentes aplicaciones, estos drivers hoy en día son usados en todas las aplicaciones y algunos vienen con sistemas de detección de fallos por sobrecarga en el IGBT y calentamiento, lo cual es un punto a su favor. Sin embargo, para nuestro análisis se quería ver la función del driver y compararla con un circuito clásico de excitación resistencia-zener para IGBT en función a los fallos intermitentes que se puedan producir o evitar en este caso por el uso del driver.

El circuito excitador básico, se basó en el circuito utilizado en [99] que permite realizar pruebas de estrés por envejecimiento usando CT, e IPC. Este circuito utiliza un  $V_{CC} = 10V$ ,  $R_C = 10\Omega$   $\uparrow$ ,  $R_G = 100\Omega$ ,  $I_{CE} = 5A$ . Inicialmente se realizaron las mismas pruebas que en el

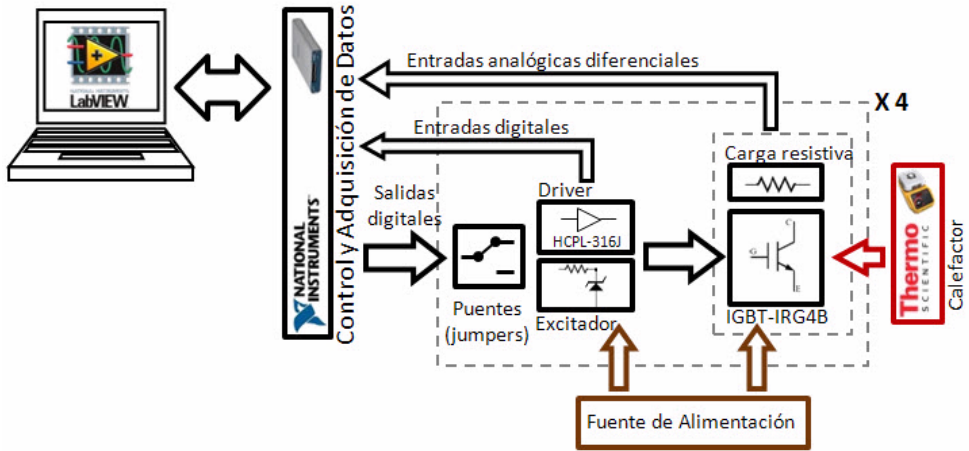


Figura 6-17: Esquema completo del banco de pruebas.

trabajo mencionado para conocer los resultados de estas con el IGBT usado por nosotros. Así mismo, se utilizó el calefactor cerámico para inducir incrementos de temperatura y tener análisis de envejecimiento por TTDB. Los resultados de estas pruebas se verán en el apartado 6.5 tanto para análisis de los métodos de envejecimiento como análisis de FIs. EL circuito utilizado en este caso llamado excitador que muestra la figura 6-17, se puede ver de manera más específica en la figura 6-18.

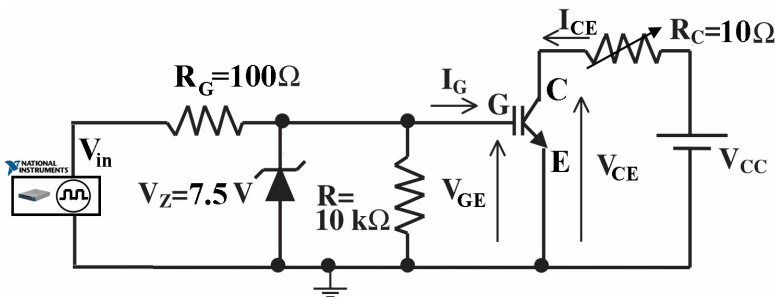


Figura 6-18: Circuito básico excitador de IGBT para análisis de métodos AGING y FIs.

El segundo circuito es un circuito que se utiliza en montajes industriales para el control de generadores o sistemas de potencia como inversores o algunos variadores de frecuencia. Este circuito con driver

permite precisión en la señal de control en la puerta del IGBT.

Debido a que existen mucho drivers en el mercado se tuvieron en cuenta algunas consideraciones según los requerimientos de nuestro ensayo. Se necesita un driver de una sola salida, normalmente los fabricantes lo llaman "single channel driver", esto es muy importante porque algunos driver permiten controlar dos salidas las cuáles no son independientes la una de la otra y se puede incurrir en errores de medición, o en el diagnóstico. También se requiere que tenga funciones corrientes como protección contra sobrecorriente y cortocircuito. Es interesante también tenga la protección contra bajas tensiones por sus siglas en inglés (UVLO), debido a que una baja tensión en la puerta (gate) produce un efecto de calentamiento en el IGBT al trabajar en la zona lineal y por lo tanto disipar mucha energía. Una de las cuestiones más importantes para la elección del driver a utilizar fue que presentará optoaislamiento interno para separar el sistema de control (tarjeta de control) del sistema de potencia. Esto se seleccionó así debido a que el banco de pruebas se diseñó para que después de las pruebas con cargas resistivas se montará un circuito tipo (puente-H) que permita controlar una carga inductiva y si el driver no es optoaislado los emisores de todos los IGBTs quedarían en contacto (conexión a tierra) por lo tanto se crearían cortocircuitos. Algunos de los drivers que se analizaron para el montaje fueron el MC33153, el IR2121 y el TD351, aunque sus tiempo de subida  $t_r$  y sus tiempo de caída  $t_f$  son bajos lo cual es recomendable, no son optoaislados lo cual no sirve para el banco de pruebas. Finalmente el driver a utilizar es el HCPL-316J con las siguientes características básicas:  $2500mA$  de corriente de salida máxima,  $t_r = 100ns$ ,  $t_f = 100ns$  y con optoaislamiento. Sin embargo, este dispositivo tiene otro problema a nivel físico y es que es del tipo SMD y por lo tanto se necesita una buena técnica para soldarlo. La alimentación del dispositivo es positiva negativa en un rango de  $+15Vdc - 5Vdc$ , lo cual hace que la conmutación oscile entre un valor positivo y otro negativo, sin embargo, las primeras pruebas detectaron que no representaba ningún cambio notable, por lo tanto se decidió alimentar entre  $+15Vdc$  y  $0Vdc$  y así ahorrar componentes y espacio. La figura 6-19, muestra los valores recomendado por el fabricante para las condiciones de operación.

Observando la figura 6-16, se encuentran el lado de la señal y el lado de potencia. Del lado de señal el driver se conecta (pines 1 al 8) con la tarjeta de adquisición de datos (4 pines) y con la fuente de  $5Vdc$  de alimentación de la parte de señal. Los 4 pines de la tarjeta de adquisición usados son, un pin de salida (pulsos), un pin digital de salida (reset), un pin de entrada digital (fallo) y un pin de acople a tierra. Se usa una resistencia de pull-up  $R_G = 3.3K\Omega$ , con un condensador como filtro

Parámetros	Parámetros	Min.	Max.	Unidades	Nota
Temperatura de Operación	$T_A$	-40	+100	°C	
Tensión de Alimentación (Entrada)	$V_{CC1}$	4.5	5.5	Volts	28
Total Tensión de Alimentación (Salida)	$(V_{CC2} - V_{EE})$	15	30		9
Negativa Tensión de Alimentación (Salida)	$(V_E - V_{EE})$	0	15		6
Positiva Tensión de Alimentación (Salida)	$(V_{CC2} - V_E)$	15	$30 - (V_E - V_{EE})$		
Tensión de Colector	$V_C$	$V_{EE} + 6$	$V_{CC2}$		

Figura 6-19: Condiciones de operación recomendadas

$C_F = 330pF$ , recomendados por la hoja de datos del fabricante para la salida de colector abierto del pin de fallo. Finalmente un condensador de bypass  $C_B = 0.1\mu F$  en la alimentación de  $5Vdc$ . Así mismo se pone un pequeño circuito indicador con led en el pin de fallo con una resistencia en serie de  $220\Omega$ , el cual permite conocer visualmente sobre la tarjeta si ha ocurrido un fallo.

La parte de potencia tiene alimentación a  $+15Vdc$  y está totalmente aislada de la señal como se mencionó anteriormente, esta parte tiene un circuito para detectar un mal funcionamiento como una sobrecorriente o un cortocircuito en el IGBT. Está compuesto por un condensador llamado ( $C_{BLANK}$ ), un diodo de saturación llamado ( $D_{DESAT}$ ) y una resistencia de  $100\Omega$ , los valores de estos dispositivos están definidos en la hoja de datos del fabricante del driver. Para detectar el fallo, si en el pin  $DESAT$  (pin 14), el nivel de la tensión se sube por encima de los  $7Vdc$ , el driver se bloquea y da señal de fallo al pin 6 del driver (parte de señal). El condensador tiene un valor  $C_{BLANK} = 100pF$  y el  $D_{DESAT}$  es un diodo ultrarápido  $UG1A$ . El pin de salida hacia el IGBT  $V_{OUT}$ , tiene una resistencia de pulldown  $R = 47K\Omega$  dada por la hoja de datos del fabricante y la resistencia del gate se selecciona variable  $R_G = 1K\Omega \uparrow$ , para realizar pruebas de envejecimiento utilizando la técnica de CT, esto se realiza limitando la corriente que sale del driver, de este modo se tiene que:

$$R_G(\min) = \frac{[V_{CC2} - V_{OH}(I_{OUT}/650\mu A) - (V_{OL} + V_{EE})]}{I_{OL/pico}} \quad (6.11)$$

Sabiendo que la máxima corriente del driver es  $I_{OL/pico} = 2.5A$ , la máxima tensión de conmutación es  $V_{CC2} = 15V$  y un  $V_{OH} = 1.2V$  por la hoja de datos del fabricante, usando la salida de tensión nivel bajo

máxima  $V_{OLMAX} = 0.5V$  (hoja de datos del fabricante), se tiene un  $R_G(min) = 5.3\Omega$ . Sin embargo, la resistencia  $R_G$  no sirve solo para limitar la corriente, también esta resistencia modifica la pendiente de tensión  $V_G$  en el  $t_{on}$  y  $t_{off}$ , mientras más grande sea la  $R_G$ , más lenta es la transición en el  $t_{on}$  y  $t_{off}$ , así que esto nos afecta la prueba, por lo tanto tenemos que utilizar valores pequeños para  $R_G$ . Hay que tener en cuenta también que estos tiempos de encendido y de apagado limitan la frecuencia de conmutación de acuerdo a:

$$f_{max} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} \quad (6.12)$$

siendo:

$$\begin{aligned} t_{on} &= t_d + t_r \\ t_{off} &= t_s + t_f \end{aligned} \quad (6.13)$$

donde  $t_d$  es el tiempo de retardo, que transcurre desde el instante en que se aplica la señal de entrada en el IGBT, hasta que la señal de salida llega al 10% de su valor final y  $t_s$  es el tiempo de almacenamiento, que transcurre desde que se suprime la excitación al IGBT y el instante en que la señal de salida baja al 90% de su valor final.

Esto quiere decir que cuándo usemos el driver se podrá conmutar a un máximo de  $5kHz$ , despreciando los tiempos  $t_d$  y  $t_s$  por su bajo valor según la hoja de datos del fabricante del IGBT seleccionado. De igual forma tenemos que verificar que la potencia disipada por el driver sea igual a la suma de la potencia del lado de entrada y del lado de salida y comparar con los valores máximos admitidos por el driver para nuestras pruebas. La potencia disipada total está dada por:

$$P_T = P_I + P_O \quad (6.14)$$

donde  $P_I$  es la potencia disipada máxima de entrada, donde para este driver esta potencia está limitada por  $P_I < 150mW$  y  $P_O$  es la potencia disipada máxima de salida, limitada para este driver por  $P_O < 600mW$ .

siendo,

$$\begin{aligned} P_I &= V_{CC1} \cdot I_{CC1} \\ P_O &= I_{CC2} \cdot (V_{CC2} - V_{EE}) + E_{SWITCH} \cdot f_{SWITCH} \end{aligned} \quad (6.15)$$

donde  $I_{CC2}$ ,  $V_{CC2}$ ,  $V_{EE}$ , vienen dados por el fabricante del driver o seleccionados como alimentación de nuestro circuito,  $f_{SWITCH}$  es la

frecuencia máxima de conmutación del driver, y  $E_{SWITCH}$  es la potencia disipada en conmutación de una carga resistiva definida por:

$$E_{SWITCH} = \frac{V_{CC2} \cdot I_{Cmax}}{6} \cdot t_f$$

sabiendo que  $I_{Cmax} = V_{CC2}/R_{Cmin}$  y aunque se tiene una  $R_C = 10\Omega$ , se toma una  $R_{Cmin} = 5\Omega$  para algunas pruebas de envejecimiento de los métodos SEE y CT, por lo tanto se tiene que  $I_{Cmax} = 3A$ . Con estos datos obtenemos que  $E_{SWITCH} = 0.75\mu J$ . Finalmente despejando en la ecuación 6.15 y comparando con los valores máximos de potencia disipada de entrada y de salida tenemos:

$$P_I = 5V \cdot 16.5mA = 82.5mW < 150mW$$

$$P_O = 5.5mA \cdot (15 - 0) + 0.75\mu J \cdot 5kHz = 86.25mW < 600mW$$

en este caso la máxima disipación de potencia no es excedida en las pruebas que se vayan a realizar para los valores de las condiciones más exigentes de nuestro banco de pruebas.

Finalmente, se muestra el esquema del circuito implementado para el control de IGBTs con el driver HCPL-316J en la figura 6-20.

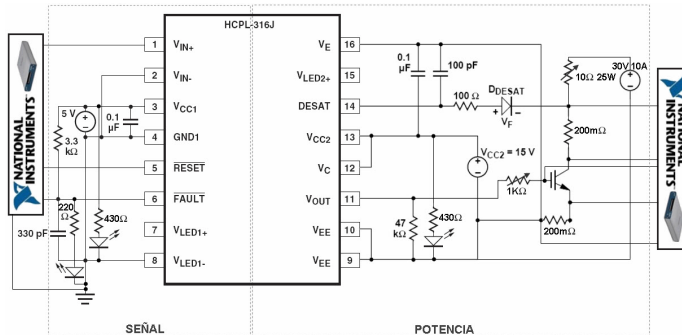


Figura 6-20: Circuito excitador de IGBT con driver para análisis de métodos AGING y FIs.

Es importante comentar que para conocer la corriente circulante por el emisor y el colector del IGBT se utiliza el efecto derivación (SHUNT), en el cual se utiliza una resistencia de un valor muy pequeño en este caso la resistencia de shunt,  $R_S = 200m\Omega$ , y se realiza una medición diferencial de tensión en los extremos de la resistencia para conocer la corriente con muy buena precisión y con poca disipación de energía



usando la ya conocida ley de ohm. En el caso de la etapa de potencia se conectan 5 pines a la tarjeta de adquisición de datos. Cada pin en la tarjeta de adquisición de datos es de tensión en modo diferencial, excepto la conexión para el acople de tierras.

Finalmente tanto el circuito excitador básico, como el circuito excitador con driver son acoplados dualmente y separados mediante puentes (jumpers) según la prueba a realizar, osea con driver o sin el driver. La figura 6-21 muestra el plano de conexión final implementado. En el plano de conexión si los jumpers ( $J5 J6 J7 J10$ ) $E2$  están puestos, trabajará el circuito excitador básico y si los jumpers ( $J8 J9$ ) $E1$  están puestos, trabajará el circuito excitador con driver. Los conectores ( $J12 J13$ ) permiten la conexión de entradas y salidas a la tarjeta de adquisición de datos, el conector  $J11$  permite la conexión del IGBT, el conector  $J4$  permite la conexión con la carga resistiva y los conectores ( $J2 J3 J5$ ) permiten la conexión de las fuentes de alimentación del driver lado de señal, driver lado de potencia y carga.

La figura 6-22 muestra el plano de pistas (layout) de la figura anterior, mientras que la figura 6-23 muestra ya parte del banco de pruebas, en específico el conexionado de las tarjetas de control de cada IGBT, su alimentación a la fuente conmutada, conexión con el bus de comunicación a la tarjeta de control y adquisición de datos, conexión con las cargas resistivas adecuadas en una gran placa de aluminio para disipar calor y la conexión a los IGBTs que se encuentran sobre el calefactor cerámico.

Los IGBTs van instalados independientemente sobre un disipador de aluminio, conectados a cada módulo del banco de pruebas y puestos sobre la superficie cerámica del calefactor. Directamente van acoplados a cada IGBT un sensor PT100 que informa la temperatura en tiempo real de la superficie del IGBT al sistema de monitorización y control mediante la tarjeta de adquisición de datos. Cada superficie que está unida a la placa calefactora desde el disipador de aluminio, pasando por el IGBT y hasta el sensor de temperatura lleva un compuesto o pasta para que exista una mejor transferencia de calor del calefactor al IGBT. La figura 6-24, muestra la ubicación de los IGBTs y el sensores de temperatura PT100 en la placa calefactora.

La conexión en la tarjeta de adquisición de datos y la configuración de cada señal es de la siguiente forma: Se utilizaron doce canales de entrada analógicos, en un rango de tensión mínima de  $-10Vdc$  y una tensión máxima de  $10Vdc$  en una configuración de terminal diferencial. Cuatro canales de salida analógicos, en un rango de tensión mínima de  $0Vdc$  y una tensión máxima de  $10Vdc$ . Cuatro canales de entrada analógica, para RTD de cuatro hilos para mayor exactitud, configurando la PT100

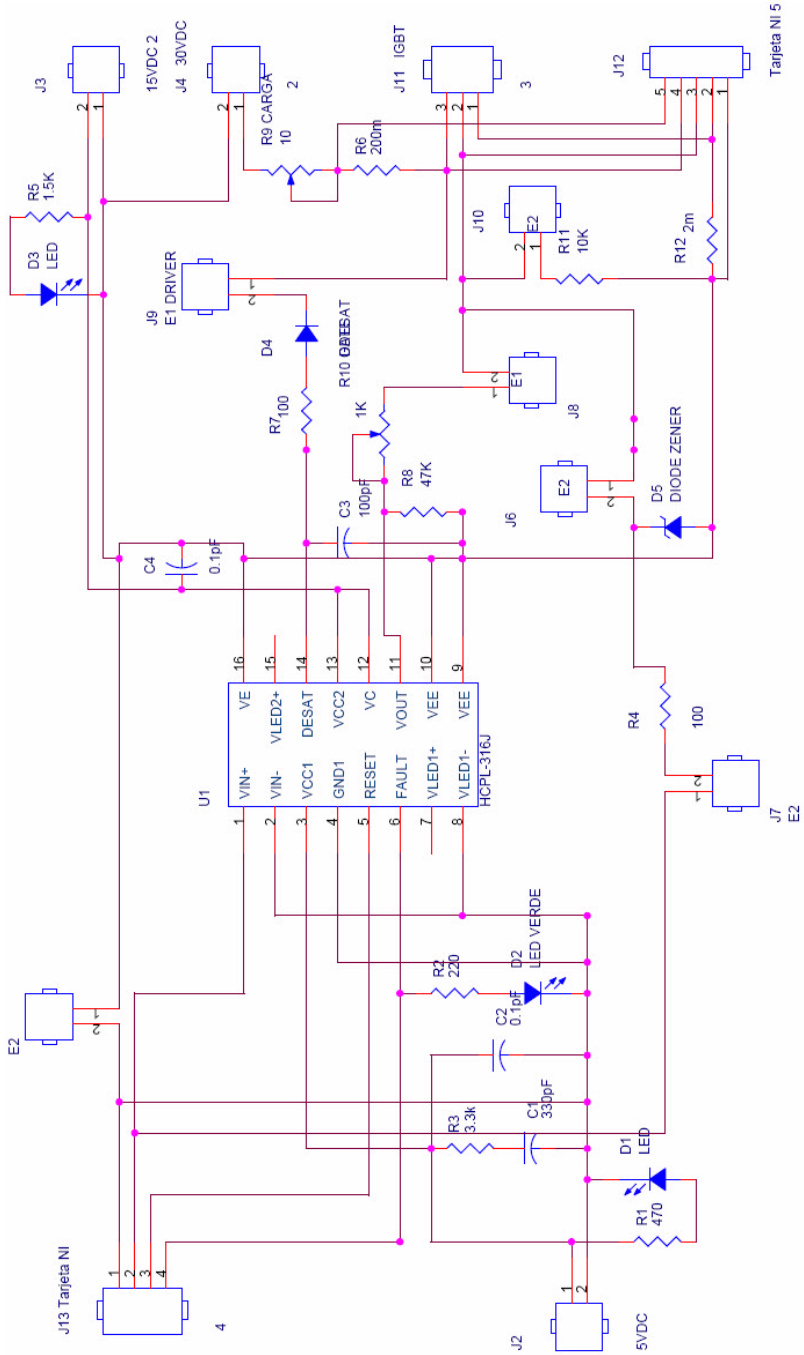


Figura 6-21: Plano de conexión de cada tarjeta de control.

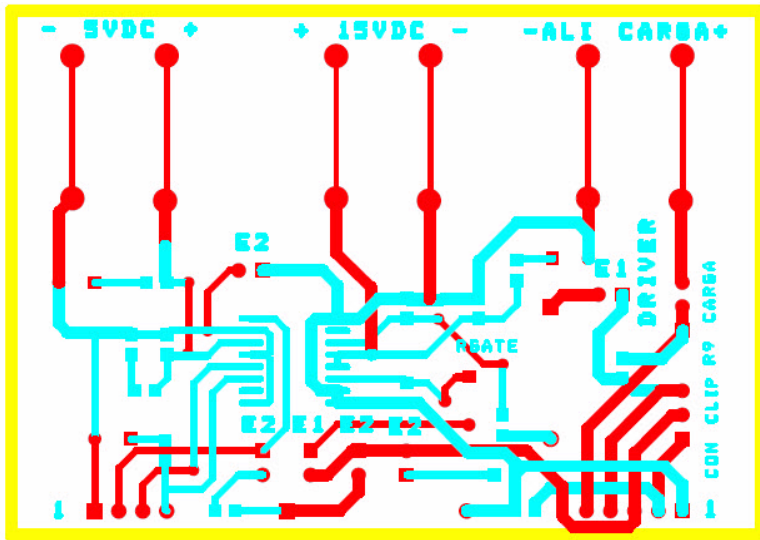


Figura 6-22: Plano de pistas de cada tarjeta de control.

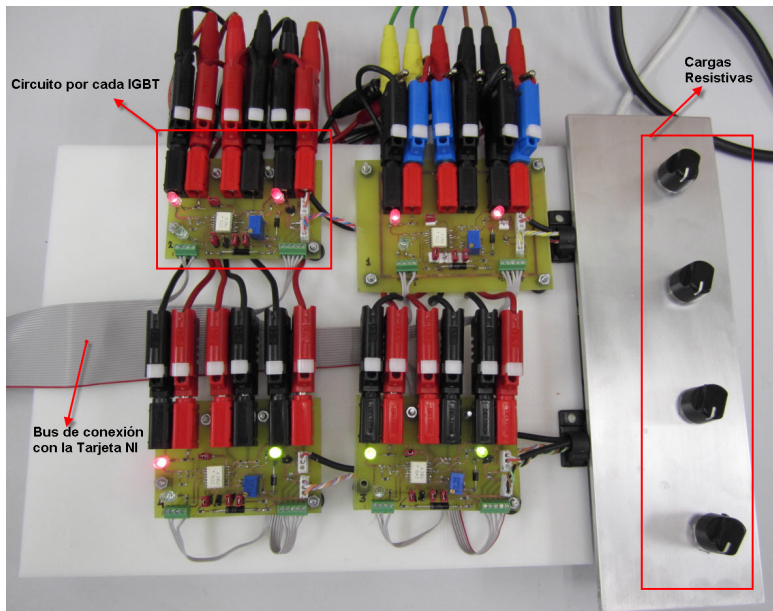


Figura 6-23: Conexión general de los 4 módulos para control y diagnóstico de IGBTs

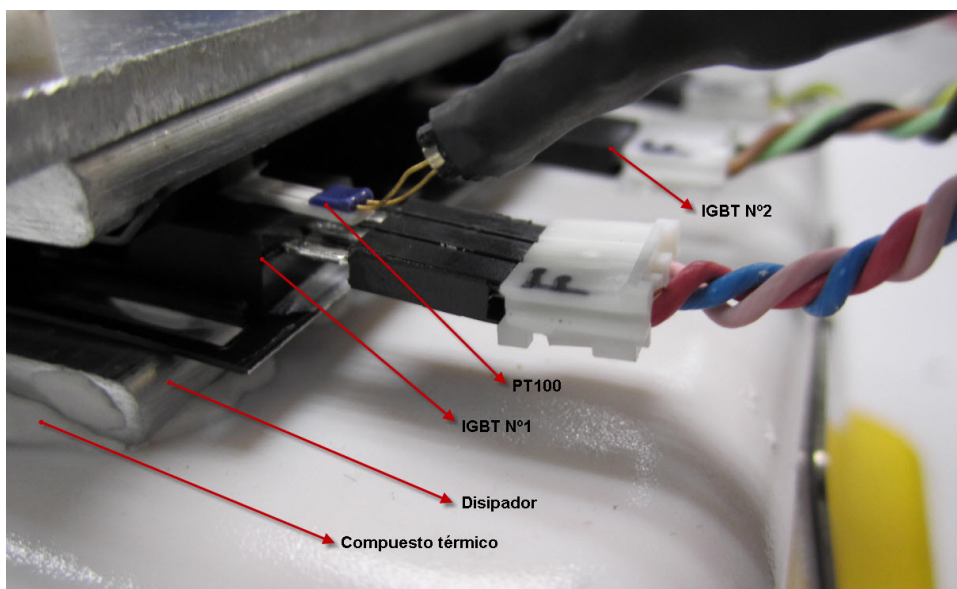


Figura 6-24: Ubicación del IGBT y la PT100 en el plato calefactor.

para un máximo de  $500^{\circ}C$  y un mínimo de  $0^{\circ}C$ , con  $R_0 = 100\Omega$  y los siguientes parámetros de calibración dados por el fabricante  $a = 3.81$ ,  $b = 5.87n$ ,  $c = 4.4p$ . A continuación, la figura 6-25 muestra el sistema completo en nuestro laboratorio en varias fotos tomadas del banco de pruebas. La foto a) muestra los cuatro módulos de cada IGBT, su alimentación y comunicación con la tarjeta de adquisición de datos, la foto b) muestra la placa calefactora y en la parte de atrás la sujeción de los IGBTs, en la foto c) se observa parte de la visualización gráfica del software implementado, algunos detalles de la placa de circuito excitador se pueden ver en la foto d), y finalmente la foto e) muestra todo el banco de pruebas en funcionamiento en tiempo real.

### Implementación del software de supervisión y diagnóstico

Para la implementación del software se utiliza la herramienta LabVIEW debido a que es más fácil trabajar con el mismo desarrollador de las tarjetas de adquisición de datos, para evitar problemas de compatibilidad y aprovechar al máximo el alto rendimiento de la tarjeta y la función multi hilo. La implementación se basa principalmente en el envío de la señal de control a cada circuito manejador del IGBT, también en la adquisición de datos de tensiones y temperaturas, el desarrollo de

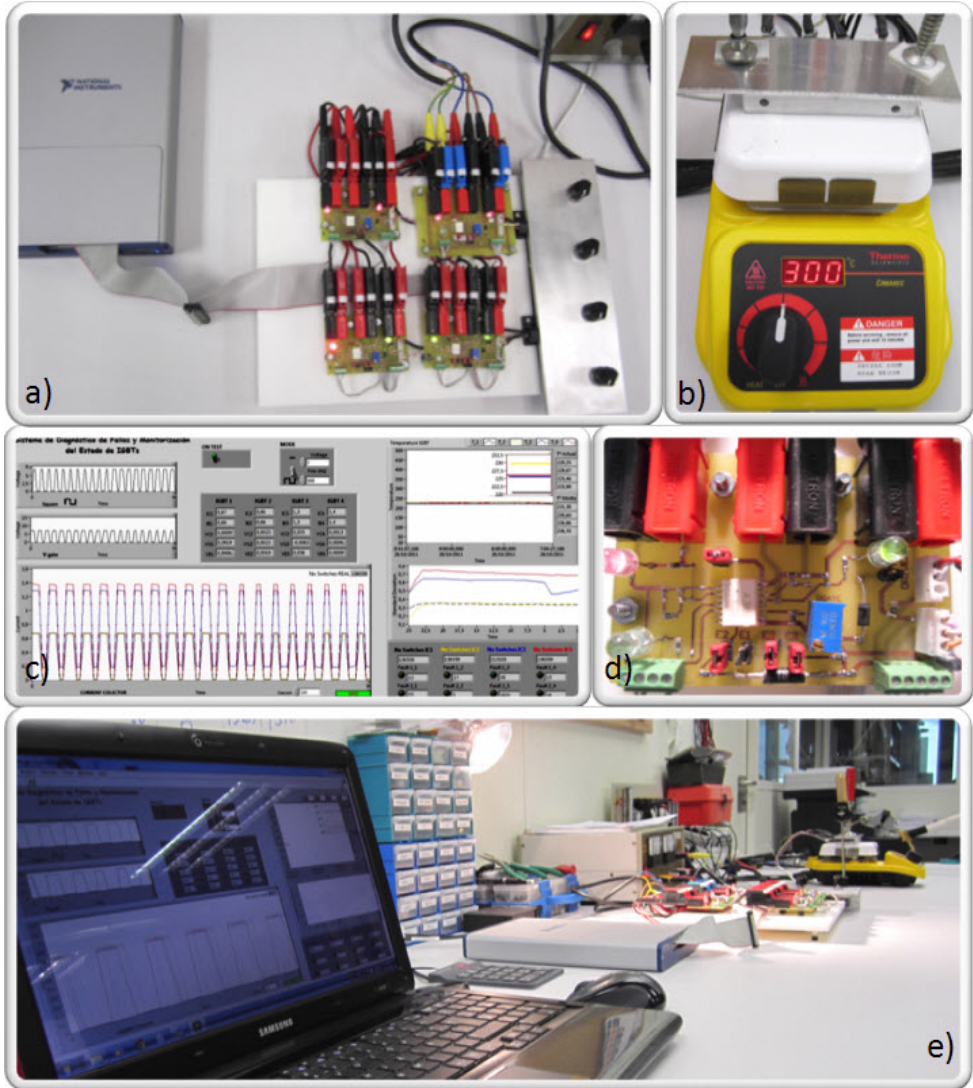


Figura 6-25: Banco de pruebas AGING y FIs en IGBTs

los algoritmos de diagnóstico de fallos usando RdPC, y finalmente la visualización de algunas de las principales señales y el control de algunos parámetros como inicio de la prueba, modo de trabajo, frecuencia de conmutación, tensión de salida e inicio de grabado. La figura 6-26, muestra la estructura básica del software para el diagnóstico y seguimiento del estado implementado en la herramienta labview.

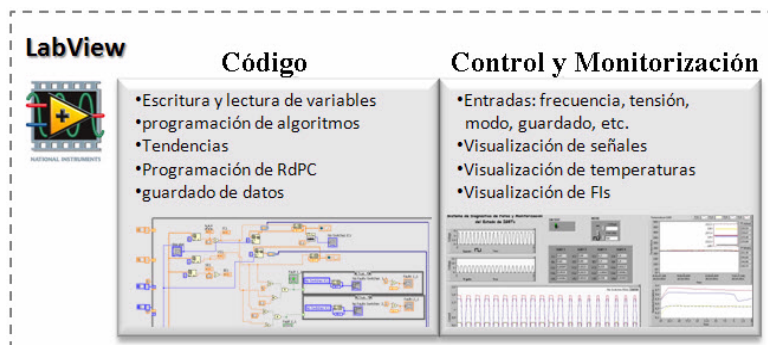


Figura 6-26: Estructura básica del software implementado

El sistema se implementó por bloques de ejecución. El bloque de mayor prioridad es el de escritura, el cual se implementa para que la tarea se realice por hardware de la tarjeta, el bloque de segunda prioridad es el de lectura de tensiones y corrientes usando un tamaño buffer de entrada de un millón de tomas por canal. El tercer bloque por prioridad es el de algoritmos de diagnóstico y seguimiento del estado para las variables del IGBT, debido a que aquí se calculan los FIs y la RdPC en tiempo real. Por último están los bloques de lectura de temperaturas que se actualizan cada minuto, el bloque de guardado de datos que guarda vectores de variable para postprocesado y otras variables como fallos intermitentes cada treinta minutos. La representación gráfica de variables y el control de parámetros iniciales tienen tiempos de toma distintos para evitar bloqueos y fallos en el software. La figura 6-27, muestra los bloques de ejecución por tareas, interconectado a la tarjeta de adquisición de datos y al banco de pruebas utilizado.

Aunque la implementación del software es importante para conocer el desarrollo del comportamiento de vida de todos los IGBTs analizados, el código de algoritmos y funciones es difícil mostrarlo completo debido a que es un desarrollo basado en Labview, para el cual se ha realizado una librería específica que permite definir, actualizar, reiniciar, e implementar RdPs Coloreadas integrando algoritmos para la función

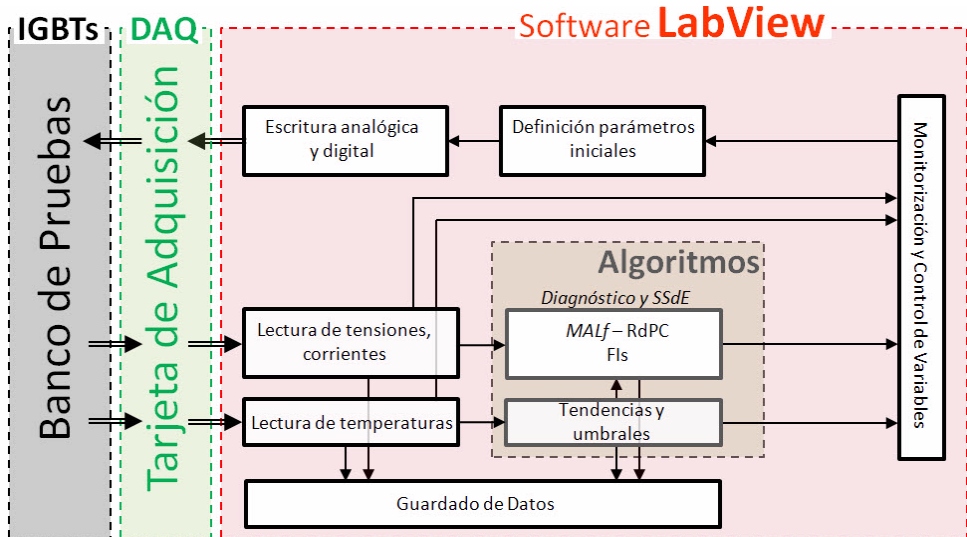


Figura 6-27: Estructura del software implementado para el diagnóstico de fallos y monitorización del estado de IGBTs

de variables continuas. La figura 6-28 a) muestra una pequeña parte del código implementado en el anidamiento de los fallos. La figura 6-28 b) muestra la librería implementada para el desarrollo de las RdPs Coloreadas e Híbridas.

La figura 6-29, muestra la visualización del software implementado para el banco de pruebas. Cada número en rojo corresponde a una ventana de información o ejecución así: 1. Iniciar o terminar prueba. 2. Modo de prueba, frecuencia de conmutación y tensión de entrada al gate. 3. Señal de tensión generada por hardware. 4. Señal de tensión medida en el gate del IGBT. 5. Señal de corriente del colector del IGBT (extraída por efecto derivación). 6. Contador de conmutaciones realizadas. 7. Visualización de temperatura en tiempo real. 8. Visualización acercada de la temperatura. 9. Visualización de la desviación estándar de la corriente del colector. 10. Fallos del tipo 1 y del tipo 2 y conmutaciones reales realizadas por cada IGBT.

### 6.4.2 Modelado y Diagnóstico de Fallos en IGBTs.

Para poder realizar el modelo usando el *MALf* para el diagnóstico de fallos en IGBTs, es necesario modelar primero los IGBTs y los fallos que normalmente surgen en ellos como los vistos en el apartado 6.1 de este capítulo. Para esto, podemos basarnos en literatura de diagnóstico

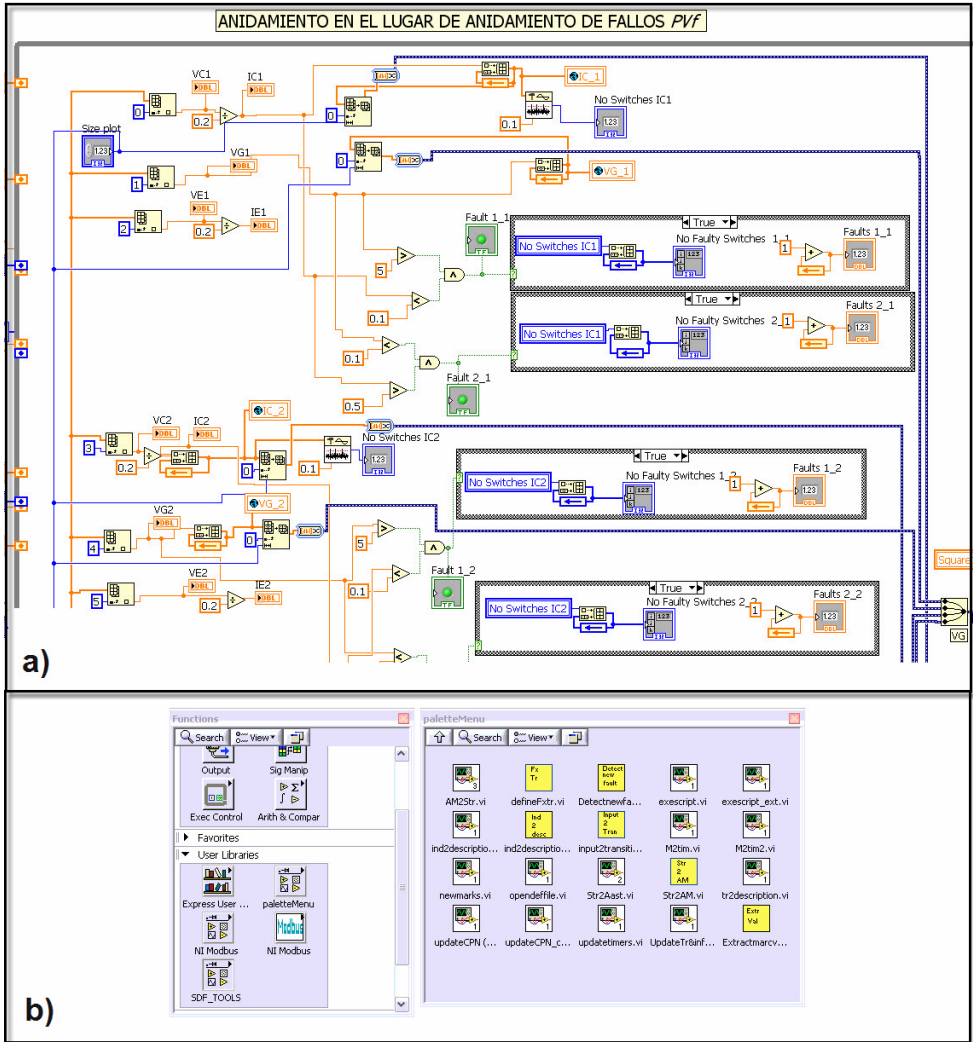


Figura 6-28: Código e Implementación de Librería para RdPs Coloreadas e Híbridas.



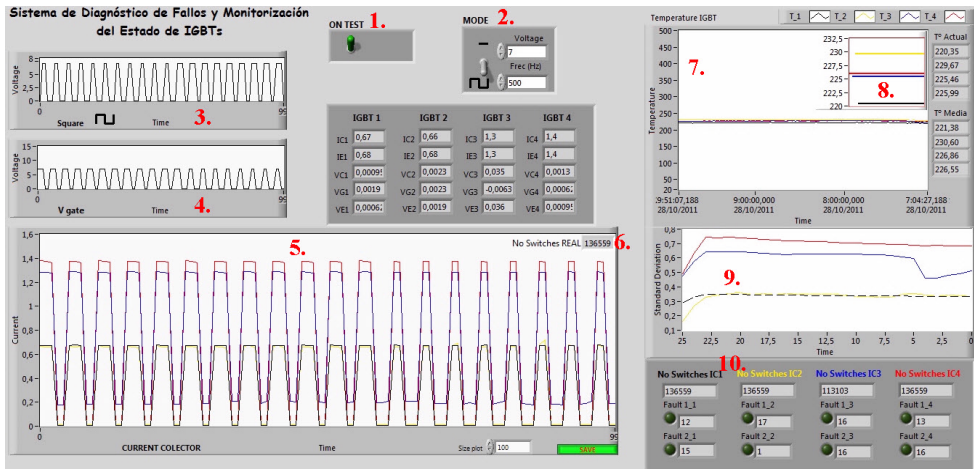


Figura 6-29: Sistema de visualización y monitorización del software implementado.

de fallos para sistemas convencionales (apartado 2.1), o algunas tesis importantes que abordan modelos ya realizados en base a DSEPs [90]. Este apartado aborda el comportamiento de las fases de conmutación de los IGBTs. Uno de los posibles modelos es un modelo lineal donde se demuestra que el comportamiento de la corriente está en estrecha relación de la tensión de la compuerta y el otro es un modelo no lineal que muestra el comportamiento lineal real de las fases de conmutación y la corriente que circula por la carga. Se puede realizar un análisis lineal, lo cual implicaría como se verá en el siguiente apartado un modelo más sencillo, sin embargo si se utiliza el modelo no lineal se pueden obtener mejores resultados de los fallos previstos por nuestro modelo. Para este modelo no lineal se utilizarán las RdPH gracias a su potencia de modelado.

### Modelo Lineal de un IGBT.

El modelo del comportamiento en conmutación de un IGBT, se puede dividir en dos etapas simples, la etapa de encendido y la etapa de apagado. La etapa de encendido ocurre cuándo se da una orden al IGBT mediante una tensión positiva a la puerta del mismo  $V_{GE}$ , figura 6-8. Cuando la tensión de la compuerta supera la tensión umbral, empieza a crecer la corriente en el colector así:

$$I_c = K_p(V_{GE} - V_{th})^2 \quad (6.16)$$

donde,  $I_c$  es la corriente del colector ( $A$ ),  $K_p$  es la transconductancia del dispositivo,  $V_{th}$  es la tensión umbral y  $V_{GE}$  es la tensión entre las terminales de la puerta y el emisor ( $V$ ).

Es de importancia aclarar que la corriente no crece indefinidamente, sino que la  $I_c$  alcanza un máximo impuesto por la propia carga de acuerdo a:

$$I_{c\max} = \frac{V_{dd}}{Z_L} \quad (6.17)$$

donde  $V_{dd}$  es el voltaje de alimentación de la carga ( $V$ ),  $Z_L$  es la impedancia de la carga.

La etapa de apagado ocurre cuándo se da al IGBT la orden de apagado, aplicando un tensión con una polaridad negativa o cero y cuándo la tensión de la puerta es inferior a la tensión umbral, se anula la corriente del IGBT según la ecuación 6.16. Es importante recordar que la tensión  $V_g$ , es diferente a la tensión de la puerta  $V_{GE}$ , debido principalmente a la resistencia de puerta  $R_G$  que reduce la tensión. Existen algunos trabajos que muestran estudios exhaustivos de estos modelos de conmutación en DSEPs [93]. La figura 6-30 muestra lo expuesto anteriormente, la parte a) de la figura muestra el esquema eléctrico de control de IGBT, la parte b) muestra la fase de encendido, y la c) la fase de apagado.

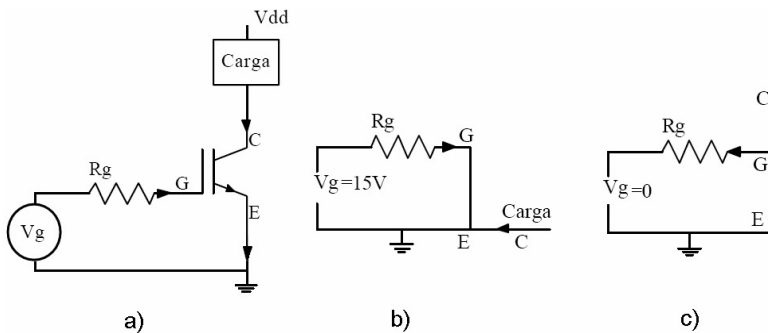


Figura 6-30: Diagrama simplificado de un IGBT y su señal de control.

Para el diagnóstico de puede demostrar que el comportamiento de la corriente del IGBT se ve reflejado en la tensión de la puerta. Esto nos sirve para utilizar esta tensión como indicador de fallos que pueden ocurrir en el dispositivo. Si se despeja el  $V_{GE}$  de la ecuación 6.16 se tiene:

$$V_{GE} = \sqrt{\frac{I_c}{K_p}} + V_{th} \quad (6.18)$$

Si se considera la corriente  $I_c$  en función de la tensión  $V_{CE}$  se tiene:

$$V_{GE} = \sqrt{\frac{V_{dd} - V_{CE}}{K_p Z_L}} + V_{th} \quad (6.19)$$

Esto nos da como resultado que el comportamiento del dispositivo se obtiene sensando la señal de puerta del IGBT. Esto quiere decir, que si medimos la señal de voltaje en  $V_{GE}$  del IGBT, es posible determinar el comportamiento del dispositivo. Finalmente, se puede relacionar todo de una fórmula muy sencilla así:

$$V_{GE} = \alpha V_{CE} + \beta \quad (6.20)$$

donde  $\alpha$  es una constante que depende de la tensión de alimentación y de la carga, mientras que  $\beta$  constante depende de la tensión de conducción del IGBT. Sin embargo, sabemos que el comportamiento del IGBT no es ideal y que cuándo se aplique una tensión en el gate  $V_{GE}$ , la tensión  $V_{CE}$  va a disminuir, lo cual requerir una normalización a la hora de realizar comparaciones entre ambas.

### Modelo No Lineal de un IGBT.

A continuación se mostrará el comportamiento no lineal para IGBTs en modo conmutación.

En el instante en que se da la orden por parte del control de encendido del IGBT, mediante la tensión  $V_G$  aplicada al gate, se presenta una primera fase de carga en la capacitancia de compuerta emisor  $C_{GE}$  debida a  $I_G$  y por lo tanto la tensión  $V_{GE}$ , comienza a crecer igualmente. La corriente del colector no fluye hasta que la  $V_{GE}$  no supere la tensión umbral  $V_{th}$ . En este intervalo la tensión entre los terminales de salida del IGBT es igual a la máxima tensión de alimentación  $V_{dd}$ . Luego de cargar  $C_{GE}$ , la corriente del colector alcanza su máximo valor y el diodo de libre conducción conmuta al estado de apagado, la tensión en el colector empieza a decrecer. En este estado llamado (región activa) tanto la corriente de colector como la tensión del gate permanece constante; así mismo, toda corriente entrante  $I_G$  se desvía ahora a la capacitancia llamada (capacidad de Miller)  $C_{CG,miller}$  dando cuenta ahora exclusivamente en un incremento de esta capacitancia hasta que la tensión del gate alcanza su valor final finalizando el proceso de conmutación. Es de hacer notar que en nuestro modelo se despreciará

la inductancia parásita del cableado. La figura 6-31, muestra el circuito que muestra las capacitancias parásitas que intervienen en la fase de conmutación de un IGBT. Algunas referencias que modelan según diferentes aspectos tanto IGBTs como MOSFETs, así como las curvas que representan el turn-on y el turn-off de los mismos se pueden ver en [101], [111].

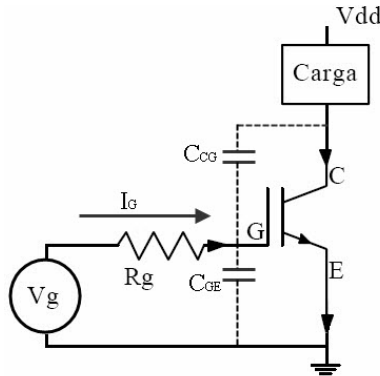


Figura 6-31: Circuito básico de IGBT mostrando las capacitancias parásitas.

El efecto miller de la capacitancia  $C_{CG}$ , se puede modelar como dos capacitancias en serie una fija y otra variable como se puede ver en [101], sin embargo para efectos prácticos tomaremos únicamente la capacitancia fija debido a que la capacitancia variable suele variar drásticamente cuándo ocurre un fallo y nuestro modelo no se centrará en la variación de esta capacitancia, sino en el comportamiento de las tensiones del IGBT que son las variables que vamos a sensar.

Para cada estado (turn-on, turn-off) existen unas ecuaciones que delimitan su funcionamiento. Para el turn-on las ecuaciones que modelan su funcionamiento son:

El incremento de  $V_{GE}$  a tiempo constante hasta  $V_{th}$  está limitado por,

$$R_G \cdot (C_{GE} + C_{CG}) \tag{6.21}$$

El decremento de  $V_{CE}$  a tiempo constante hasta  $V_{CE(sat)}$  está limitado por,

$$\frac{(V_{GG}^+ - V_{GE,I_0})}{(R_G \cdot C_{CG})} \tag{6.22}$$

donde  $V_{GE,Io}$  es la tensión de  $V_{GE}$  cuándo se alcanza la máxima corriente de colector  $I_{Cmax}$  y  $V_{GG}^+$  es el voltaje que pasa del gate al emisor del transistor durante la conducción.

El incremento de  $V_{GE}$  a tiempo constante hasta llegar a la tensión  $V_{GG}^+$  está limitado por:

$$R_G \cdot (C_{GE} + C_{CG,miller}) \quad (6.23)$$

A efectos prácticos vamos a utilizar  $C_{CG,miller} \cong C_{CG}$  en nuestro modelo final.

Basados en el circuito equivalente de puerta del IGBT, la corriente del gate  $I_G$  es deducida por:

$$I_G(t) = C_{GE} \cdot \frac{dV_{GE}}{dt} - C_{CG} \frac{d[V_{dd} - V_{GE}]}{dt} \quad (6.24)$$

Se nota que  $I_G$  es directamente afectada por  $C_{CG}$ , lo cual causa un significativo cambio en la tensión de puerta.

Para el turn-off las ecuaciones que modelan su funcionamiento son:

El decremento de  $V_{GE}$  a tiempo constante desde  $V_{GG}^+$  hasta  $V_{GE,Io}$  está limitado por,

$$R_G \cdot (C_{GE} + C_{CG,miller})$$

El incremento de  $V_{CE}$  está regido por la siguiente ecuación,

$$\frac{dV_{CE}}{dt} = \frac{V_{GE,Io}}{C_{res} \cdot R_G} \quad (6.25)$$

El decremento de  $I_C$  está regido por la siguiente ecuación,

$$\frac{dI_C}{dt} = g f_e \frac{V_{GE,Io}}{C_{ies} \cdot R_G} \quad (6.26)$$

El valor de estas capacitancias fijas se puede encontrar en la hoja de datos del fabricante, en este caso  $C_{res} = 27pF$ ,  $C_{ies} = 920pF$ ,  $C_{CG} = 27pF$  y  $C_{GE} = 893pF$ , para unas condiciones típicas de funcionamiento según las curvas  $V_{CE}(V)$  vs.  $C$ , *Capacitancia(pF)*. Para nuestras pruebas de diagnóstico utilizamos un  $V_{CE}$  en la región constante de las capacitancias parásitas, ver (Figura 7. hoja de datos del fabricante). Finalmente, se puede observar en la figura 6-32 las formas de onda típicas de turn-on y turn-off para un IGBT con carga resistiva según las ecuaciones anteriores.

Basado en el comportamiento real de un IGBT en el estado de encendido y apagado del mismo, se hace necesario utilizar un modelo que represente aproximadamente el comportamiento de las curvas

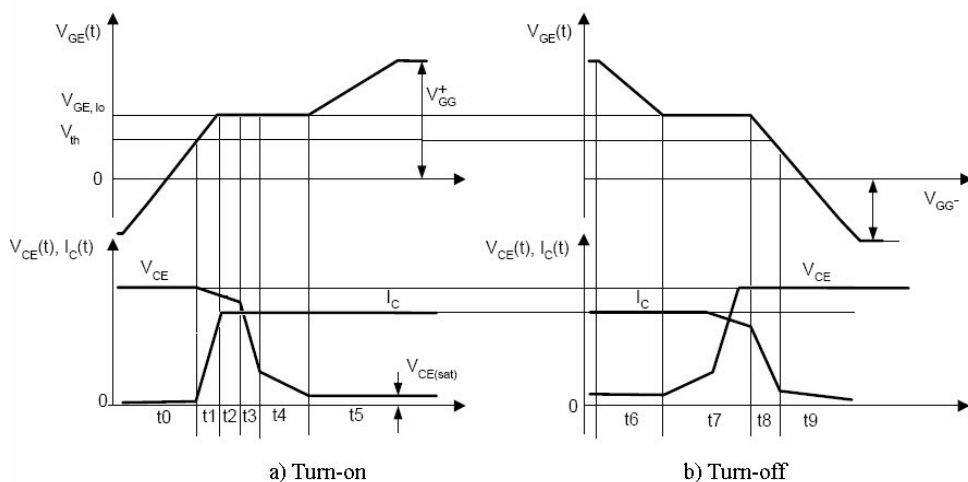


Figura 6-32: Formas de onda de conmutación de IGBTs

representadas anteriormente según las características de tensión en gate  $V_g$ , valor de la carga  $R_C$ , valor de la resistencia del gate  $R_G$ , tensión de alimentación de la carga  $V_{dd}$  y algunas constantes como lo son las capacitancias vistas anteriormente. Este modelo se realizará a continuación, usando RdPHC y el  $MALf$ .

### 6.4.3 Diagnóstico de FIs usando el $MALf$ basado en RdPHCDF

#### Modelo híbrido inicial

Anteriormente (Apartado 4.4 y 5.2) se han realizado dos casos detallados del modelo híbrido explicando su elaboración por sencillos pasos y algunas simulaciones, en este caso nos remitiremos a realizar el modelo directamente usando RdPH, basados en el comportamiento no lineal del IGBT del apartado anterior y especialmente en la evolución de las formas de onda turn-on y turn-off.

Para este caso nos centraremos en un modelo que represente las curvas turn-on y turn-off en conmutación y obtener el valor de  $V_{GE}$  y  $V_{CE}$  que debe tener el IGBT. Estos valores servirán para compararlos con los datos medidos y aplicar el método de anidamiento latente de fallos usando las técnicas de FIs vistas anteriormente para conocer cuándo se produce el fallo y la estimación de la repetibilidad del mismo usando la densidad de fallos temporal. Así obtener un sistema de diagnóstico y

pronóstico de fallos en un IGBT de manera on-line aplicando AGING.

### Modelo híbrido usando RdPH

El modelo híbrido implementado en el software se basa en la figura 6-33 que se muestra a continuación. Los lugares continuos  $P_1^C$  y  $P_3^C$  representan el comportamiento ideal de tensión de  $V_{GE}$  y  $V_{CE}$  respectivamente, mientras que el lugar continuo  $P_2^C$  representa la tensión en la carga en función de la corriente del colector. La transición  $T_4$  representa la activación del IGBT (turn-on) y la transición  $T_2$  muestra la desactivación del IGBT (turn-off). Este modelo tiene la particularidad de representar en cada instante de tiempo el comportamiento de las tensiones de  $V_{GE}$  y  $V_{CE}$  mientras el IGBT conmuta, lo cual nos permite observar los pequeños cambios que puedan ocurrir en función al tiempo o a la magnitud de estas variables cuándo estemos realizando los ensayos acelerados. Es importante aclarar que la duración de un ciclo completo del modelo mostrado en la figura puede variar entre  $20ms$  y  $100\mu s$  según el ensayo a realizar, como se podrá ver en el último apartado de pruebas experimentales.

La mayoría de los identificadores de constantes y variables en el modelo se encuentran en el apartado anterior, sin embargo algunos no se encuentran como  $g_{fe}$  que es la transconductancia del IGBT y se encuentra en la hoja de características, o  $V_{GG}^-$  que es la tensión en el gate cuándo el IGBT no está conduciendo. La mayoría de estos identificadores son constantes y se implementan como parámetros definibles en el software final para facilidad en la ejecución en tiempo real del sistema. De aquí se obtiene una matriz de incidencia del tipo:

$$W = \begin{bmatrix} W^D & 0 \\ W^{CD} & W^C \end{bmatrix} \quad (6.27)$$

Para el modelo de la figura 6-33 tenemos que:

$$W^D = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$W^C = \begin{bmatrix} (1) & (1) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & (2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & (3) & (4) \end{bmatrix}$$

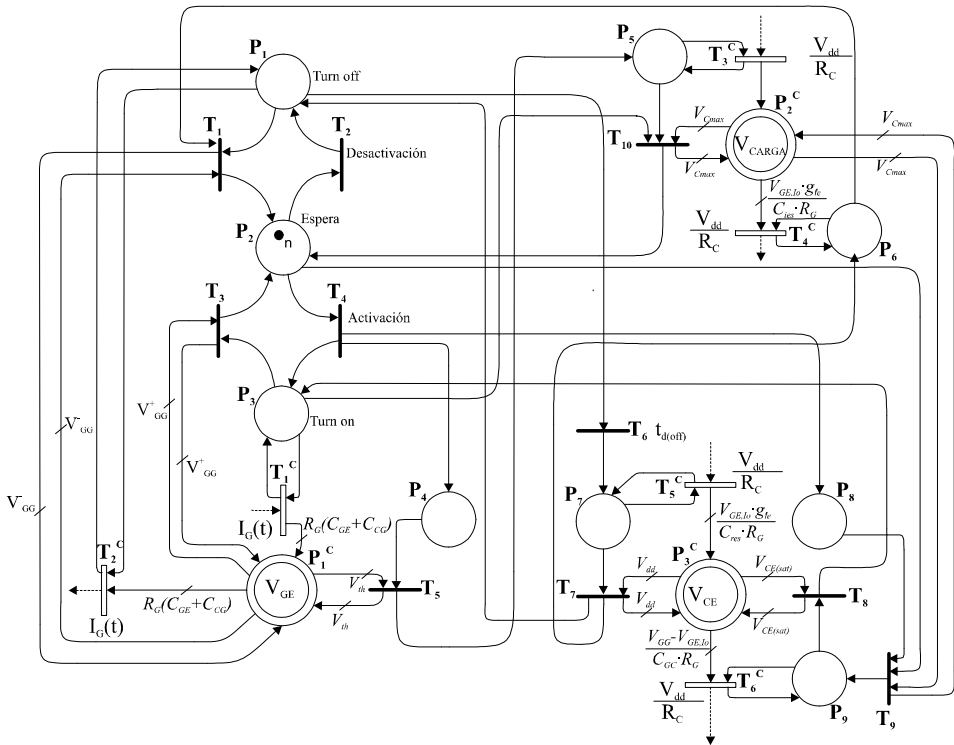


Figura 6-33: Modelo de comportamiento en conmutación de un IGBT usando RdPHC



donde,

$$(1). R_G(C_{GE} + C_{CG}),$$

$$(2). \frac{V_{GE, Io} \cdot g_{fe}}{C_{ies} \cdot R_G},$$

$$(3). \frac{V_{GE, Io} \cdot g_{fe}}{C_{res} \cdot R_G},$$

(4).  $\frac{(V_{GG} - V_{GE, Io})}{C_{GC} \cdot R_G}$ , teniendo en cuenta que  $W^{CD}$  son las restricciones para la habilitación de las transiciones discretas por parte de las entidades continuas. Así mismo, se tiene que tener en cuenta en el modelo la máxima velocidad de disparo de las transiciones continuas como se puede ver en la figura 6-33. Utilizando esta matriz de incidencia  $W$ , las restricciones de habilitación de las transiciones discretas y las máximas velocidades de disparo de las transiciones continuas, se implementa el algoritmo del modelo de funcionamiento del IGBT en base a una secuencia de disparo sencilla dada por la fase de encendido (Activación) y de apagado (Desactivación) en las transiciones  $T_4$  y  $T_2$  respectivamente.

Aunque la implementación del modelo es sencilla, la utilización como modelo del sistema fue complicada de calibrar en función al correcto funcionamiento del IGBT seleccionado, debido sobre todo a las diferentes frecuencias de conmutación que se probaron sobre el IGBT. Finalmente se observó que cada IGBT tiene un comportamiento diferente en función de los pequeños defectos de la red cristalina y del circuito de alimentación. Estos cambios son notables en cuanto a magnitudes de corriente pero no a comportamiento de la conmutación, lo cual implica una calibración de la velocidad de disparo de la transición  $T_1^C$  en función de cada IGBT al principio de la prueba.

### Definición del conjunto de fallos

Para el diagnóstico de fallo en conmutación de nuestro IGBT y en base a las relaciones vistas anteriormente sea para el lineal o para el modelo no lineal, podemos tener dos tipos de fallo en el dispositivo. El primer fallo será del dispositivo en estado abierto, presentándose cuándo el IGBT permanece apagado, aun cuándo se presente la señal de voltaje de puerta activándolo. Por lo tanto, no se puede transferir energía a la carga. Este tipo de fallo puede ser ocasionado por dos operaciones, puede ser un problema de diseño a nivel de comando (acción de puesta en activo desde el controlador), o una falla interna del componente, en este caso la segunda opción nos indicara un fallo por componente no por instrucción, sino intrínseco al propio IGBT y lo podemos tener en cuenta como fallo intermitente. Este fallo lo denominaremos  $f_1$ .

El otro fallo que se puede tener es un fallo por IGBT en corto circuito. Este fallo ocurre cuándo el dispositivo permanece cerrado aun cuándo

la orden de control ya no se encuentre en estado activo. Si el IGBT hace parte de un conjunto de control por ejemplo un inversor, este fallo obedece a que varios IGBTs puedan estar activados a la vez lo cual una inestabilidad de voltaje en la carga sin importar la que sea representada en una tensión aplicada nula. Este fallo puede ser ocasionado por dos operaciones, puede ser un problema de diseño a nivel de comando (acción de puesta en desactivo desde el controlador), o una falla interna del componente, en este caso la segunda opción nos indicará un fallo del componente no por instrucción, sino intrínseco y lo podemos tener en cuenta como un fallo intermitente. Este fallo lo denominaremos  $f_2$ . Por lo tanto tenemos un conjunto de fallos así:

$f_1$  = Fallo en estado circuito abierto.

$f_2$  = Fallo en estado corto circuito.

Si se utiliza el modelo lineal generamos unos residuos basados en la ecuación 6.20, tomando la relación que existe entre la tensión de puerta del IGBT ( $V_{GE}$ ) y la tensión de colector-emisor del mismo IGBT ( $V_{CE}$ ), se puede obtener un indicador que muestre una mala operación, tanto de la parte del controlador como de parte del IGBT.

Debido a que las magnitudes de la tensión de puerta  $V_{GE}$  y la tensión de colector-emisor  $V_{CE}$  son diferentes, se pueden normalizar en el intervalo  $[-1, 1]$  ( $\bar{V}_{GE}$  y  $\bar{V}_{CE}$ ) y se comparan; la forma de las señal comparada determina el tipo de falla de pérdida de secuencia (corto circuito o circuito abierto).

Dependiendo de la comparación entre  $V_{GE}$  contra  $V_{CE}$ , existen tres posibles casos de análisis, los cuáles son: Cuando  $\bar{V}_{GE}$  y  $\bar{V}_{CE}$  son iguales

- Caso 1: Cuando  $\bar{V}_{GE}$  y  $\bar{V}_{CE}$  son iguales, la diferencia es cero, por lo tanto el IGBT opera en forma adecuada, se considera así que el sistema se encuentra libre de fallos. La figura 6-34, muestra las formas de onda normalizadas para este caso.
- Caso 2: Cuando  $\bar{V}_{GE}$  y  $\bar{V}_{CE}$  son diferentes, pero la diferencia es negativa fallo del tipo  $f_1$ .

Cuando se presenta una diferencia entre estas señales, por ejemplo que el valor  $V_{GE}$  permanezca en un valor positivo, se considera que el sistema está en fallo debido a que el IGBT no responde a la señal de control por algún motivo. La diferencia de estas señales adquiere un valor negativo. La figura 6-35, muestra las formas de onda normalizadas para este caso.

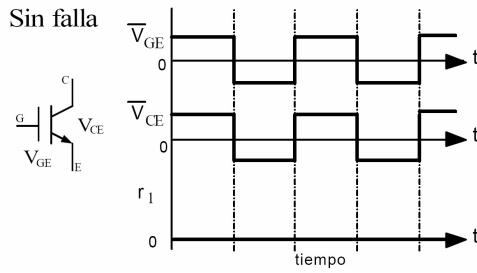


Figura 6-34: Formas de onda de  $V_{GE}$  y  $V_{CE}$  normalizadas para el caso libre de fallas.

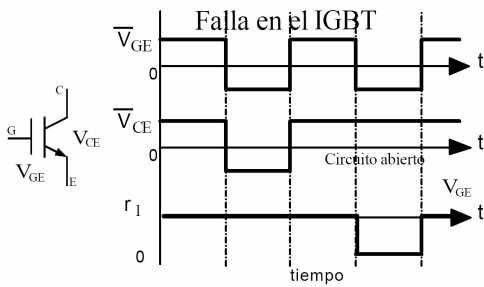


Figura 6-35: Formas de onda de  $V_{GE}$  y  $V_{CE}$  normalizadas para el caso de fallo del tipo circuito abierto.

- Caso 3: Cuando  $\bar{V}_{GE}$  y  $\bar{V}_{CE}$  son diferentes, pero la diferencia es positiva fallo del tipo  $f_2$ .

Cuando se presenta un diferencia entre estas señales, por ejemplo que el valor de  $V_{GE}$  permanece en un valor negativo, se considera que el sistema está en fallo debido a que el IGBT no responde a la señal de control por algún motivo. La diferencia de estas señales adquiere un valor positivo. La figura 6-36, muestra las formas de onda normalizadas para este caso.

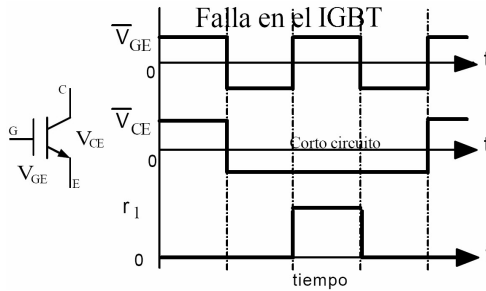


Figura 6-36: Formas de onda de  $V_{GE}$  y  $V_{CE}$  normalizadas para el caso de fallo del tipo corto circuito.

La señal de residuo se expresaría finalmente como  $r_1 = \bar{V}_{GE} - \bar{V}_{CE}$ , si tenemos cuatro IGBTs en nuestro banco de pruebas podemos tener cuatro residuos de la forma:

$$\text{IGBT}_1 \quad r_{11} = \bar{V}_{GE_1} - \bar{V}_{CE_1}$$

$$\text{IGBT}_2 \quad r_{12} = \bar{V}_{GE_2} - \bar{V}_{CE_2}$$

$$\text{IGBT}_3 \quad r_{13} = \bar{V}_{GE_3} - \bar{V}_{CE_3}$$

$$\text{IGBT}_4 \quad r_{14} = \bar{V}_{GE_4} - \bar{V}_{CE_4}$$

En el anterior método usado en [90], solo es necesario leer el estado de las tensiones  $V_{GE}$  y  $V_{CE}$  normalizar y establecer unos rangos de umbrales para el diagnóstico del fallos. Sin embargo, si utilizamos el análisis no lineal e implementamos el modelo de la figura 6-33, se pueden obtener los residuos utilizando las lecturas reales con la aproximación de las tensiones del modelo y obtener unos datos más aproximados a un fallo real del dispositivo debido a que dos de los lugares continuos tienen un comportamiento dinámico de su marcado inversamente proporcional.

Esto quiere decir, que mientras en  $V_{GE}$  incrementa la corriente (lugar continuo del tipo incremento apartado 4.2.6), en  $V_{CE}$  disminuye la corriente (lugar continuo del tipo decremento) para el Turn-on; así mismo, mientras en  $V_{GE}$  disminuye la corriente, en  $V_{CE}$  aumenta la corriente para el Turn-off. Estos residuos pueden ser evaluados según el porcentaje de desviación de la magnitud estimada por el modelo con respecto a la magnitud real leída por nuestro banco de pruebas. En este caso tendríamos que la señal de residuo obtenida se expresaría como  $r_{x,y} = \left| \bar{V}_x - \bar{V}'_x \right|$  donde  $x$  es el IGBT analizado e  $y$  el número de residuo obtenido para ese componente. Por lo tanto para los cuatro IGBTs de nuestro banco de pruebas se tienen 8 residuos basados en el valor absoluto de la diferencia:

$$\begin{aligned}
 \text{IGBT}_1 \quad r_{1,1} &= \left| \bar{V}_{GE1} - \bar{V}'_{GE1} \right|, & r_{1,2} &= \left| \bar{V}_{CE1} - \bar{V}'_{CE1} \right| \\
 \text{IGBT}_2 \quad r_{2,1} &= \left| \bar{V}_{GE2} - \bar{V}'_{GE2} \right|, & r_{2,2} &= \left| \bar{V}_{CE2} - \bar{V}'_{CE2} \right| \\
 \text{IGBT}_3 \quad r_{3,1} &= \left| \bar{V}_{GE3} - \bar{V}'_{GE3} \right|, & r_{3,2} &= \left| \bar{V}_{CE3} - \bar{V}'_{CE3} \right| \\
 \text{IGBT}_4 \quad r_{4,1} &= \left| \bar{V}_{GE3} - \bar{V}'_{GE3} \right|, & r_{4,2} &= \left| \bar{V}_{CE3} - \bar{V}'_{CE3} \right|
 \end{aligned}$$

### Lugares de $ALf$

La tarea de anidamiento solo se realiza en los lugares de anidamiento continuo en este caso debido a que ni los lugares discretos ni las transiciones discretas ejercen una acción al proceso o representan alguna lectura sensorial correspondientemente sino tan solo permiten la evolución del modelo en cuanto a la corriente que circula por los lugares continuos. La anidación se realiza tanto en el lugar  $P_1^C$  ahora llamado  $PLNf_1^C$  y en el lugar  $P_3^C$  ahora llamado  $PLNf_3^C$ .

Debido a que se tiene el mismo fallo en dos lugares continuos distintos, es posible que en una recuperación del fallo ambas marcas de fallo vuelvan a un solo lugar y no cada una a su lugar de origen, este problema se identificó en la práctica y se solucionó identificando a cada fallo como procedente de un subsistema distinto, siendo el mismo fallo. Por lo tanto se anidaron los fallos  $f_1$  como  $f_1^G$  si el fallo proviene del lugar  $PLNf_1^C$  y  $f_1^C$  si proviene del lugar  $PLNf_3^C$ , de igual forma se hizo para el fallo  $f_2$ .

Así mismo, se implementaron los parámetros y variables necesarias

para el diagnóstico de fallos intermitentes así:

- Un contador  $CNT$  en el lugar  $PVf$  por cada tipo de fallos.
- Un temporizado  $t_f$  asociado a cada marca de fallos, este temporizado se reinicia cada vez que el fallo se recupera.
- Un temporizado  $t_d$  asociado al lugar de verificación (definido ya en ecuación 4.1).

Estos parámetros permitirán obtener para cada fallo su densidad temporal y analizar la predicción del cambio según ese fallo para el IGBT analizado.

Por lo anterior y en relación al apartado 6.2.2 tenemos por cada fallo: El lugar P-temporizado  $PVf$  será  $Tempo(PVf) = t_d = T$ , siendo  $T$  la duración de la ventana deslizante.

Los contadores por cada fallo vendrán dados por:

$CNT_{f_1^C}$  = Cantidad de veces que el fallo del tipo  $f_1^C$  fue aislado en el lugar  $PVf$  en una ventana de duración  $T$

$CNT_{f_1^G}$  = Cantidad de veces que el fallo del tipo  $f_1^G$  fue aislado en el lugar  $PVf$  en una ventana de duración  $T$

$CNT_{f_2^C}$  = Cantidad de veces que el fallo del tipo  $f_2^C$  fue aislado en el lugar  $PVf$  en una ventana de duración  $T$

$CNT_{f_2^G}$  = Cantidad de veces que el fallo del tipo  $f_2^G$  fue aislado en el lugar  $PVf$  en una ventana de duración  $T$

$t_{f_1^C}$  = Tiempo de permanencia del fallo  $f_1^C$  en el lugar  $PVf$

$t_{f_1^G}$  = Tiempo de permanencia del fallo  $f_1^G$  en el lugar  $PVf$

$t_{f_2^C}$  = Tiempo de permanencia del fallo  $f_2^C$  en el lugar  $PVf$

$t_{f_2^G}$  = Tiempo de permanencia del fallo  $f_2^G$  en el lugar  $PVf$

Para poner en claro el diagnóstico de FIs usando el método de anidamiento latente se puede utilizar el ejemplo del caso 1 de la figura 6-6, donde se detectan dos fallos del tipo  $f_i^n$  en una ventana de  $T = 18$ . Si se implementa el modelo para este caso utilizando RdPC y la técnica de  $ALf$  tenemos como resultado la figura 6-37, donde se producen dos iteraciones de fallo-recuperación del fallo  $f_i^n$ . A la derecha del modelo se puede ver en orden de izquierda a derecha: el número de la iteración, la transición disparada, el contador de fallos para ese fallo específico, el tiempo transcurrido relativo a la ventana, el temporizador del fallo y finalmente el vector que guarda la información de temporizado de cada vez que se produce el fallo.

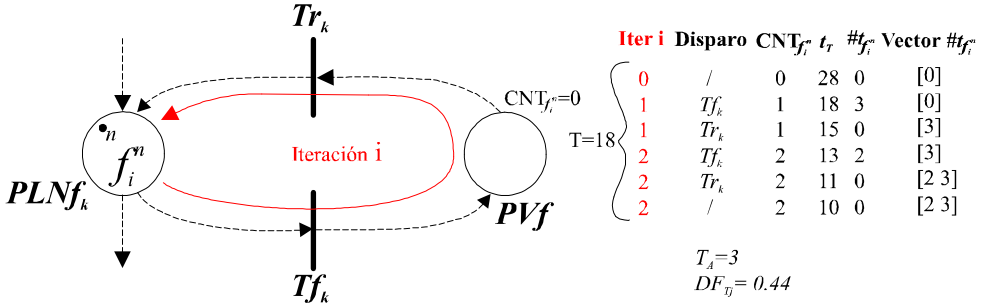


Figura 6-37: Modelo para el diagnóstico de FIs usando el MALF

### Trayectorias de verificación y recuperación de fallos

Para las trayectorias de verificación y recuperación de fallos antes que nada es necesario analizar la influencia de los lugares continuos y los posibles estados de fallo. Para esto nos basamos directamente del apartado 4.2.6.

Debido a que el comportamiento de cada IGBT en función a la conmutación es el mismo, con que se analicen los residuos de un solo IGBT es suficiente ya que los otros IGBTs tendrán el mismo análisis de residuos. Por lo tanto para el IGBT<sub>1</sub> tenemos:

Como primera medida y basándonos en el análisis de lugares continuos del apartado en mención y en el modelo de la figura 6-33, observamos que los lugares  $P_1^C$  y  $P_3^C$  son del tipo aislado, por lo tanto:

$$OS_f = (os_1, os_3), \text{ donde:}$$

$os_1 = (Sf_1(k), Sf_3(k))$ , respectivamente a  $P_1, P_3$  que son los lugares discretos que influyen el comportamiento del lugar continuo  $P_1^C$ .

$os_3 = (Sf_7(k), Sf_9(k))$ , respectivamente a  $P_7, P_9$  que son los lugares discretos que influyen el comportamiento del lugar continuo  $P_3^C$ . De lo anterior y según la ecuación 4.21 tenemos que  $S_1 = os_1, S_3 = os_3$  y cada estado de comportamiento  $S_i$  es igual a cada firma de fallos  $Sf_i$  y por lo tanto tenemos:

$$Sf_1(k) = \begin{cases} \langle f_1^G, S_1 \rangle & \text{if } r_{1,1} \\ \langle f_2^G, S_1 \rangle & \text{if } r_{1,1} \end{cases}$$

$$Sf_3(k) = \begin{cases} \langle f_1^G, S_3 \rangle & \text{if } r_{1,1} \\ \langle f_2^G, S_3 \rangle & \text{if } r_{1,1} \end{cases}$$

$$Sf_7(k) = \begin{cases} \langle f_1^C, S_7 \rangle & \text{if } r_{1,2} \\ \langle f_2^C, S_7 \rangle & \text{if } r_{1,2} \end{cases}$$

$$Sf_9(k) = \begin{cases} \langle f_1^C, S_9 \rangle & \text{if } r_{1,2} \\ \langle f_2^C, S_9 \rangle & \text{if } r_{1,2} \end{cases}$$

Es importante observar de lo anterior que la tensión  $V_{GE}$  lugar  $P_1^C$  es influenciada directamente de los lugares discretos  $P_1$  y  $P_3$ , que son respectivamente el turn-off y el turn-on del dispositivo. Esto quiere decir que cuándo el dispositivo cambia de estado de manera inmediata cambian el valor de la tensión gate emisor. Así mismo, mirando el caso de la tensión  $V_{CE}$  lugar  $P_3^C$ , este depende directamente de los lugares discretos  $P_7$  y  $P_9$ , donde el incremento de tensión depende de un lapso de tiempo dado por  $T_6 = t_{d(off)}$  en este caso  $210ns$  para el caso extremo de temperatura en las juntas de IGBT, mientras que el decremento de la temperatura es influenciado directamente del valor del  $I_{Cmax}$ , figura 6-32 que se da cuándo se tiene el máximo valor de tensión en la carga  $V_{Cmax}$ , figura 6-33.

Debido a que no se tienen lugares de anidamiento latente discreto sino solo continuo no es necesario realizar la tabla de influencia de lugares continuos. Sin embargo, si se aplica la ecuación para la trayectoria de fallos (ecuación 4.19), se tiene:

para  $os_1$ :

$$\begin{aligned} M'_F(PLNf_1^C) = \\ M_F(PLNf_1^C) + Post(PVf, Tf_1/Sf_1) - Pre(PLNf_1^C, Tf_1/Sf_1) \\ + Post(PVf, Tf_1/Sf_3) - Pre(PLNf_1^C, Tf_1/Sf_3). \end{aligned}$$

para  $os_2$ :

$$\begin{aligned} M'_F(PLNf_3^C) = \\ M_F(PLNf_3^C) + Post(PVf, Tf_2/Sf_7) - Pre(PLNf_1^C, Tf_2/Sf_7) \\ + Post(PVf, Tf_2/Sf_9) - Pre(PLNf_1^C, Tf_2/Sf_9). \end{aligned}$$

Y para la recuperación de fallos (ecuación 4.19), se tiene:

$$\begin{aligned} M'_F(PVf) = \\ M_F(PVf) + Post(PLNf_1^C, Tr_1/Sr_1) - Pre(PVf, Tr_1/Sr_1) + \\ Post(PLNf_1^C, Tr_1/Sr_3) - Pre(PVf, Tr_1/Sr_3) + \\ Post(PLNf_2^C, Tr_2/Sr_7) - Pre(PVf, Tr_2/Sr_7) + \\ Post(PLNf_2^C, Tr_2/Sr_9) - Pre(PVf, Tr_2/Sr_9). \end{aligned}$$

El análisis anterior se resume gráficamente en el modelo de la figura 6-38, en la que se puede observar con claridad la anidación de las marcas de fallo  $f_1^G$ ,  $f_2^G$  en  $PLNf_1^C$ , y las marcas de fallo  $f_1^C$ ,  $f_2^C$  en  $PLNf_3^C$ . Así mismo las transiciones de fallo y recuperación respectivas. Sin embargo, para los cuatro IGBTs del prototipo se colorea tanto la marca de funcionamiento normal discreta  $\cdot_n$ , como las marcas de funcionamiento continuo  $V_{CE}$ ,  $V_{GE}$  y  $V_{CARGA}$ , y se utiliza el mismo modelo gracias a la potencia de usar las RdPC.



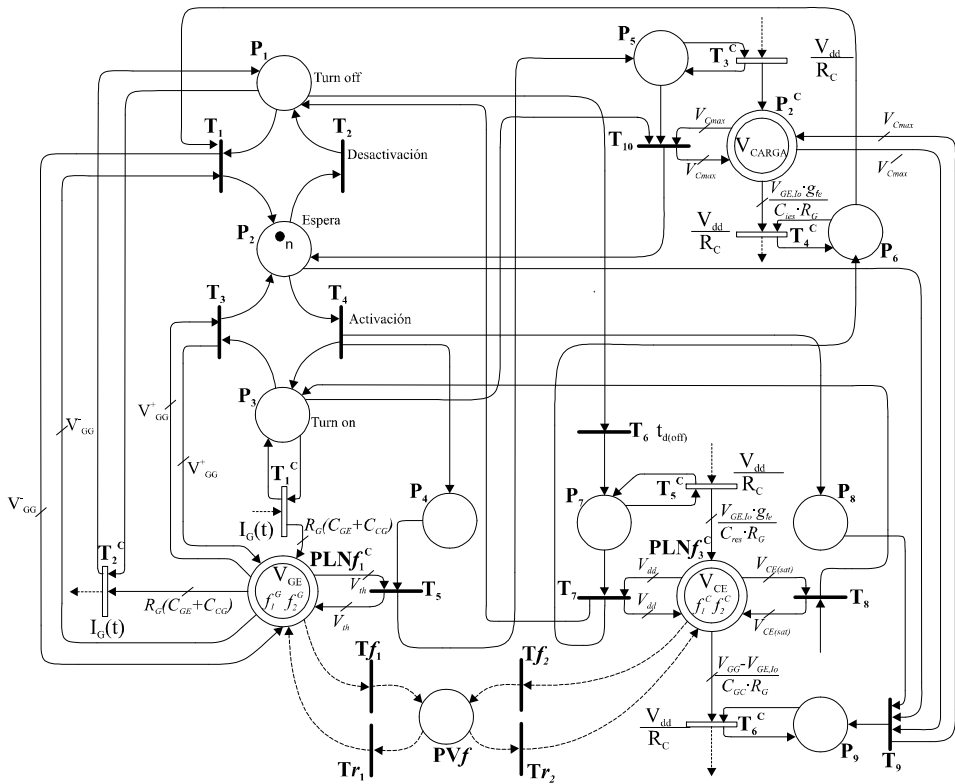


Figura 6-38: Modelo de comportamiento en conmutación de un IGBT usando RdPHCDF basada en el *MALf*

## 6.5 Análisis y Resultados de las Pruebas Experimentales

### 6.5.1 Análisis de comportamiento y morfológico de IGBTs nuevos

Para la elaboración de pruebas experimentales rigurosas se elaboró una hoja de datos para pruebas de IGBTs, la cual incluye hora de inicio de la prueba, hora de finalización, horas totales de la muestra en funcionamiento, prueba con o sin driver, valor de la resistencia de puerta, valor de la carga resistiva, tensión de la carga, frecuencia de conmutación, tensión aplicada a la puerta, temperatura del IGBT, y tiempo de la prueba a cada IGBT. Estos datos se consignan en el Anexo 2 para los primeros 45 IGBTs analizados. Antes de mostrar los resultados más significativos es importante conocer el comportamiento de un IGBT libre de fallos, para esto lo primero que vamos a obtener es la curva de funcionamiento  $I_{CE}$  vs  $V_{CE}$  de varios IGBTs nuevos, y así conocer las características  $I - V$  de emisor-base en el IGBT-IRG4BC30KDPBF. La figura 6-39, muestra en la gráfica a) el comportamiento de la corriente en función de la tensión de colector para un valor fijo de tensión en la puerta de  $7V$ . Se puede ver como para los IGBTs del 15 al 19 el valor del ángulo de inclinación de la curva  $\beta > 45^\circ$  permanece casi constante sin importar la carga resistiva inicial (detalle gráfica b)). Más adelante se observará como varían estas curvas según va envejeciendo el IGBT.

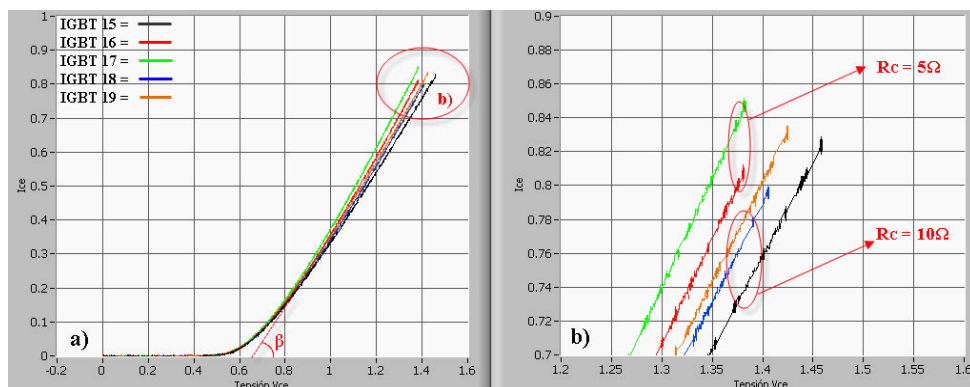


Figura 6-39:  $I_{CE}$  vs  $V_{CE}$  con una tensión de gate  $V_G = 7V$ . Para 5 IGBTs nuevos controlados con driver.

Así mismo, realizamos un análisis morfológico y un análisis químico de algunas muestras selectivas para determinar los compuestos de los

IGBTs. Estas pruebas se realizaron mediante el Microscopio Electrónico de Barrido (SEM) y la caracterización química mediante un análisis semi-cuantitativo con el espectrómetro de dispersión de energía (EDS) del mismo SEM. Algunas referencias para que el lector conozca estos métodos en detalle se pueden ver en [113], [114]. La figura 6-40, muestra un IGBT nuevo sin el recubrimiento cerámico después de realizarle las pruebas mediante el SEM. Se destaca en la foto la ubicación de los pines emisor, colector y gate; así mismo la unión metálica (estaño) que separa las placas de silicio del gate y el emisor (véase figura 6-9).

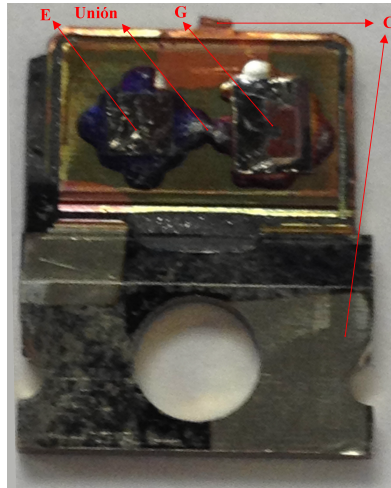


Figura 6-40: IGBT Nuevo. Foto tomada después de realizar la prueba mediante el SEM

La figura 6-41, muestra el análisis SEM a  $3mm$  para la estructura del IGBT nuevo, donde se pueden apreciar claramente las juntas de unión del emisor (cuadrado de la izquierda), el gate (cuadrado de la derecha) y la unión metálica. Así mismo, el análisis EDS permite ver algunos de los compuestos presentes en la muestra como lo son: estaño, oxígeno, cobre, silicio y carbono, como se verá en análisis posteriores.

Ahora realizamos el mismo análisis SEM a la muestra de unión del emisor para así conocer las propiedades mediante análisis EDS. La figura 6-42 muestra el análisis SEM a  $700\mu m$  que equivalen aproximadamente a 85 aumentos, donde se puede observar un alto contenido de oxígeno y silicio (perteneciente al compuesto de la pastilla de  $S_iO_2$ ), un contenido medio de estaño y carbono  $S_nO_2$  y  $CO_2$ , un contenido bajo de cobre  $C_uO$ . El contenido de estaño cobre y carbono se hace presente debido a que la muestra alcanza a tomar parte de la unión.

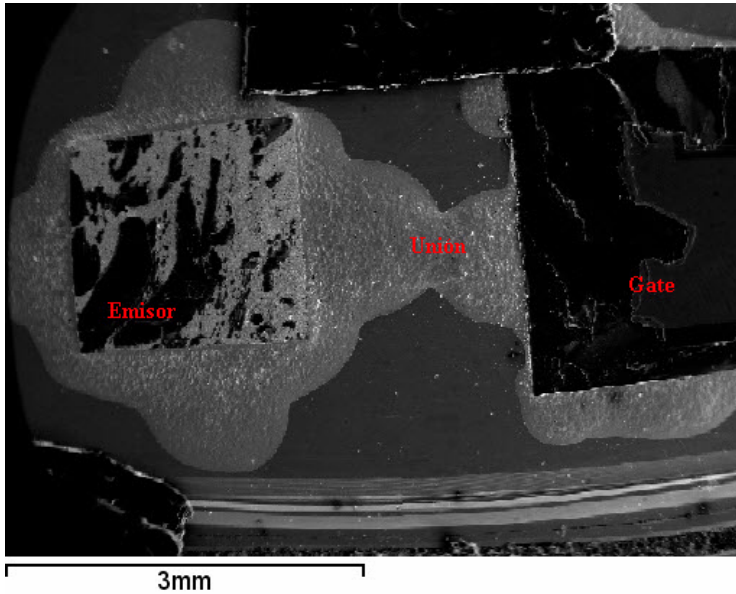
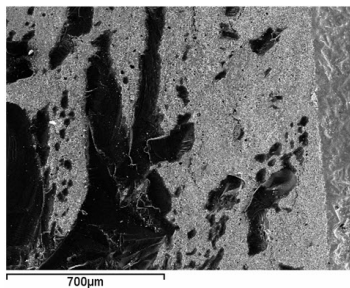


Figura 6-41: Imagen del análisis SEM para un IGBT nuevo.



Elemento	Peso%	Atómico%	Formula
C K	9.07	14.89	CO2
Si K	22.64	15.89	SiO2
Cu K	3.54	1.10	CuO
Sn L	10.94	1.82	SnO2
O	53.81	66.30	
Totales	100.00		

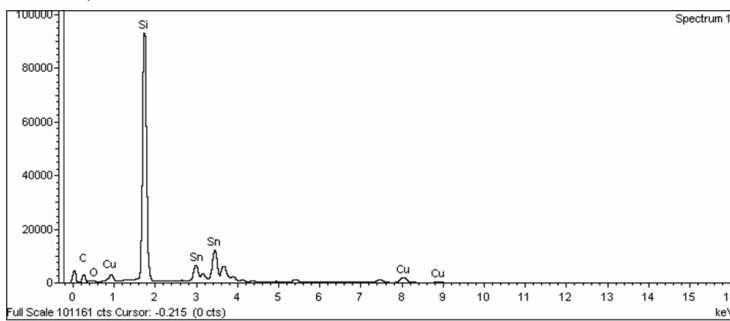


Figura 6-42: Imágenes del análisis SEM/EDS para la placa de silicio del emisor.

La unión mostrada en la figura 6-41, normalmente está compuesta de metales como estaño en mayor proporción, cobre y carbono en proporciones distintas según el nivel de envejecimiento como se observa en la figura 6-43. Repasando la figura 6-9 vemos que la estructura interna tiene estos componentes según la zona del IGBT. Este análisis es interesante gracias a que algunos de los IGBTs sometidos a AGING se caracterizan usando estas pruebas para medir como varían sus compuestos al ir envejeciendo y si existen cambios en los compuestos y en la morfología de las uniones emisor y gate, corroborando que los fallos de conmutación en corto circuito o circuito abierto son producidos por estos cambios morfológicos o de composición. En la muestra 6-43 a  $700\mu m$  se observa claramente mediante el análisis EDS el alto contenido de estaño de la unión.

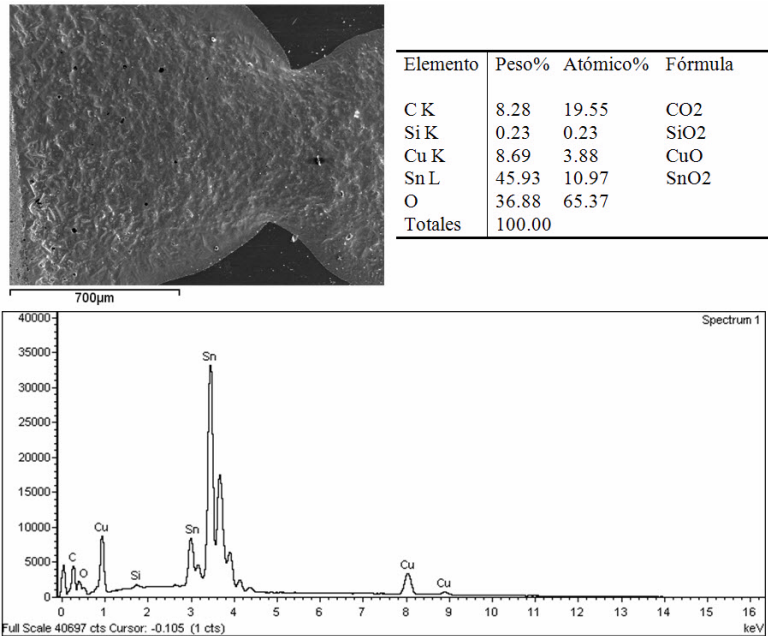


Figura 6-43: Imágenes del análisis SEM/EDS para la unión.

### 6.5.2 Metodología para las pruebas

Ya hechos los análisis anteriores que nos permiten conocer más a fondo cuando un IGBT se encuentra en un estado de funcionamiento normal, y también nos permiten conocer su estructura y componentes, todas las condiciones de las pruebas se detallaron en el Anexo 2.

Las pruebas inicialmente fueron realizadas sin saber qué resultados se obtendrían; la idea, como se planteó en el apartado 6.1 es verificar que la curva tipo B de la figura 6-4 para dispositivos electrónicos, y en este caso particular para IGBTs puede tener una etapa de deterioro o desgaste la cual pueda ser verificada con el método de anidamiento latente gracias a su potencia y a sus ventajas ya conocidas.

La metodología usada consiste en realizar diferentes tipos de pruebas aceleradas usando los métodos descritos en apartados anteriores, cada prueba se realizó a cuatro IGBTs (banco de pruebas) durante un tiempo determinado, en algunos casos de horas y en otros días o semanas según el tipo de análisis a realizar, cualquiera de los IGBTs se puede desconectar por hardware si fuera necesario o si las condiciones lo requieren. En esta Tesis se contemplan 9 número de pruebas o muestras para evitar extender los resultados y demostrar el funcionamiento del *MALf*. Sin embargo, actualmente se siguen con las pruebas.

Para la ejecución de cada prueba se utilizaron los siguientes pasos que se detallan a continuación:

1. Se toman cuatro IGBTs, se limpian, se marcan asignándoles un número y se les aplica un compuesto para mejorar la transferencia de calor en el dispositivo, luego se montan sobre un clip de agarre y por último se colocan sobre la placa calefactora cerámica (figura 6-24).
2. Se toman cuatro PT100 descritas en apartado 6.4.1 y se ubican dentro de cada clip para que tengan contacto directo con la pasta de recubrimiento del IGBT, luego se conectan las PT100 (figura 6-24).
3. Se verifican las tensiones de la fuente de alimentación externa, tanto para la tarjeta de control, como para la alimentación de la carga  $T_C$ .
4. Se posiciona el valor de la carga en  $\Omega$  para cada IGBT.
5. Si las pruebas son para realizar un sistema de seguimiento del estado (SSdE) del comportamiento de cada IGBT, se siguen los siguientes pasos:

Se pone en marcha el software del SSdE y la fuente de alimentación externa. (Si es necesario se verifica de nuevo que las tensiones sean las correctas)

- (a) La tensión en el gate debe ser continua. Si se utiliza el driver, este controla la tensión en el gate, si se realiza la prueba sin driver la tensión del gate utilizada debe ser de 8V.
  - (b) Se incrementa la tensión en la carga desde 0V a 10V, al llegar a la máxima tensión se para la prueba y se guardan los datos en bases de datos para su posterior graficación. ( $I_C, V_{CE}, V_{GE}$ ). Esto se realiza para cada IGBT de los cuatro que hay en cada muestra.
  - (c) Se enciende la placa calefactora a la temperatura deseada.
  - (d) Se pone en marcha el software del sistema de diagnóstico de fallos intermitentes (SDFI) y la fuente de alimentación externa. (Si es necesario se verifica de nuevo que las tensiones sean las correctas). Se establecen, la frecuencia de conmutación la tensión en el gate  $T_G$ , y se mueve el interruptor a ON para empezar las pruebas.
  - (e) El proceso de SSdE se realiza cada tanto tiempo como se quiera parando la prueba y esperando unos 30 minutos para que los IGBTs vuelvan a temperatura ambiente y repitiendo los pasos desde el ítem a). Graficando los datos obtenidos por cada IGBT se obtienen unas curvas de AGING tales como las que se vieron en la figura 6-39.
5. Si las pruebas son para realizar el SDFI utilizando el MALf para cada IGBT, se siguen los siguientes pasos:
- (a) Se enciende la placa calefactora a la temperatura deseada.
  - (b) Se pone en marcha el software SDFI y la fuente de alimentación externa. (Si es necesario se verifica de nuevo que las tensiones sean las correctas). Se establecen, la frecuencia de conmutación la tensión en el gate  $T_G$ , se mueve el interruptor a ON para empezar las pruebas. Cuando se establezca la temperatura se oprime el botón "save" para salvar cada 30 minutos los datos de la prueba.
6. Cuando se considere oportuno (todos o algunos IGBTs dejan de funcionar) se apaga la prueba, se apaga la placa calefactora, se extraen los IGBT y se vuelven a marcar para el posterior análisis morfológico y de composición SEM/EDS de algunos de ellos.

### 6.5.3 Resultados de las Pruebas

#### Prueba por CT y SEE por Carga.

Es importante mencionar que aquí se describe las condiciones de cada prueba, sin embargo para mayor información y más detallada se puede remitir a la tabla del Anexo 2.

La primera prueba que se realizó se utilizó cuatro muestras (16 IGBTs). La primera muestra y la segunda se hicieron en las mismas condiciones de funcionamiento así:

Una carga de  $10\Omega$ , una temperatura estabilizada sobre el IGBT de  $230^{\circ}C$ , una frecuencia de conmutación de  $500Hz$ , una tensión en el gate de  $7V$  y una tensión de carga de  $10V$ , sin embargo, la primera muestra se analizó por el SSdE y la segunda por el SDFI. La tercera y cuarta muestra tienen exactamente las mismas condiciones de funcionamiento que las dos primeras muestras excepto por la temperatura que se espera una temperatura estabilizada del IGBT de  $220^{\circ}C$ , así mismo la tercera prueba se analizó por SSdE y la cuarta muestra por el SDFI. La resistencia se eligió por ser la máxima resistencia de carga posible en el banco de pruebas para que el IGBT no se estrese por carga, la idea es que el análisis sea solo por CT (apartado 6.3.3).

**Muestra 1 - IGBTs (10,11,12,13)** El análisis SSdE de la primera muestra arrojó los resultados esperados. La figura 6-44, muestra las tres medidas realizadas a diferentes instantes temporales de la prueba, se analizó la prueba off-line al inicio, al final y aleatoriamente a unas  $6h$  debido a que no se sabía cuánto podrían durar funcionando los IGBTs. La prueba se dio por terminada a las  $92.5h$  debido a que ya llevaba más de 3 días funcionando sin mostrar ningún problema en conmutación. Aunque el software de SDFI detectó fallos intermitentes solo al inicio de la prueba, no se tuvieron en cuenta debido a que cada vez que se paraba la muestra para analizar por SSdE se interfería en el funcionamiento del IGBT y no se obtendrían resultados correctos. La figura 6-44 a) detalla el AGING por curva de funcionamiento  $I_{CE}$  vs  $V_{CE}$ . La figura 6-44 b) muestra en detalle la zona de inicio de conducción.

**Muestra 3 - IGBTs (18, 19, 20, 21)** Observando los resultados obtenidos por AGING de la primera muestra se decidió realizar un segundo análisis con una temperatura más baja. Esta muestra se realizó a  $220^{\circ}C$  como se dijo anteriormente, para la cual se realizaron más paradas para el análisis por SSdE. En este caso se hicieron 3 paradas a  $18h$ ,  $38.5h$  y  $125h$ , además de al iniciar la prueba y al finalizar, obteniendo los resultados esperados que se pueden ver en la figura 6-45.



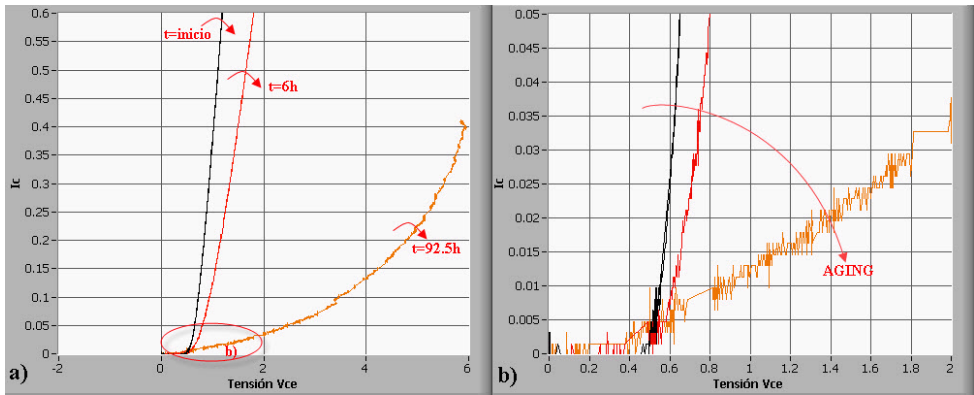


Figura 6-44: SSdE por CT para el IGBT 10

Se ve de forma clara en la figura el proceso de envejecimiento relacionado con los daños morfológicos o cambios sobre la estructura física del IGBT que podrán observarse más adelante. La prueba fue terminada a las 155h un poco más de 6 días sin ver fallos intermitentes tan solo al inicio de la prueba. Igual que en la prueba anterior los datos de FIs no se guardaron debido a la interferencia de la muestra al realizar el SSdE. Si se analizan las figuras 6-44 b) y 6-45 b) es interesante ver que el ángulo  $\beta$  tiene una inclinación menor a las 92.5h (muestra1), que a las 155h (muestra3), indicando claramente que el daño lo produce el CT sobre el IGBT y no las horas de funcionamiento.

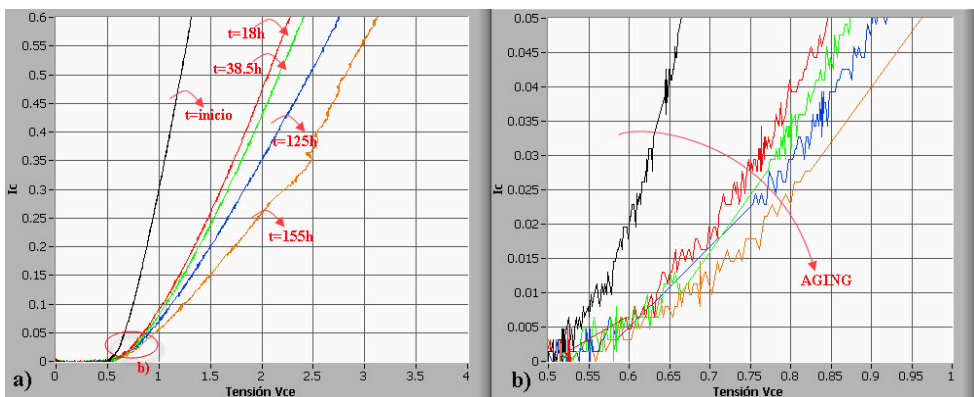


Figura 6-45: SSdE por CT para el IGBT 18

**Muestra 2 - IGBTs (14, 15, 16, 17)** Posteriormente a acabar las pruebas con la muestra 3, regresamos a las pruebas de la muestra 2 en las condiciones descritas anteriormente y se realiza la misma muestra 1 pero solo usando el SDFI para observar si tenemos fallos intermitentes mientras el proceso de AGING del IGBT. Durante la prueba se obtuvieron los siguientes resultados La figura 6-46, muestra en la gráfica de arriba los fallos  $f_1$  para un solo IGBT y en que conmutación se produjo el fallo. En este caso el último fallo se produjo en la conmutación 42500 aproximadamente y como se puede ver en la gráfica de abajo el último fallo se produjo a las 10h de funcionamiento, lo cual al parecer indica que el proceso de envejecimiento del IGBT no se ve reflejado inicialmente en la conmutación y tendríamos solo fallos del tipo curva mortalidad infantil. Los datos de los otros tres IGBTs de esta muestra reflejaban datos muy parecidos algunos con más o menos fallos pero representativamente solo con fallos del tipo  $f_1$  en la curva de mortalidad infantil. Por ser tan pocos fallos el análisis de dinámico de FIs no obtuvo buenos resultados debido al escaso número de fallos. Si se observa ahora los fallos del tipo corto circuito  $f_2$  figura 6-47, se ven unos resultados muy parecidos a los del tipo  $f_1$ , para lo cual no se obtienen buenos resultados frente a los FIs. Hay que aclarar que para las muestras uno y tres todos los IGBTs sobrevivieron a la prueba por lo tanto será necesario hacer pruebas aceleradas más severas para ver si obtenemos FIs. La muestra número 4 no se realizó como se tenía inicialmente dispuesto (menor temperatura  $220^{\circ}C$ ), tal y como se hizo para la muestra 3 figura 6-45, porque ya se sabía que para el mismo número de horas no se tendrían FIs.

**Muestra 4 - IGBTs (22, 23, 24, 25)** A continuación se realizó otra prueba a una muestra (muestra 4) con las mismas características de la muestra 1 ( $230^{\circ}C$ ) pero además realizando estrés por carga reduciéndola a la mitad  $R_C = 5\Omega$ . para lo cual se obtuvo que fallos  $f_1$  se obtuvieron solo en la etapa inicial de la prueba para todos los cuatro IGBTs; sin embargo se detectaron gran cantidad del fallos del tipo  $f_2$  hasta que los IGBTs dejaron de conmutar quedando en corto circuito como lo muestra la figura 6-48. Esta figura muestra en color azul al IGBT 22 seleccionado para esta muestra específica. Se observan los valores finales destacados en círculo rojo para este IGBT y se ve como su fallo definitivo se produce en corto circuito entregando una corriente de 1.4A a la carga. Además en la figura se observan otros IGBTs procedentes de otras muestras realizadas, es de hacer notar que los IGBTs relacionados en los colores azul y rojo estaban trabajando con una  $R_C = 5\Omega$  mientras que el negro y el amarillo con una  $R_C = 5\Omega$ .

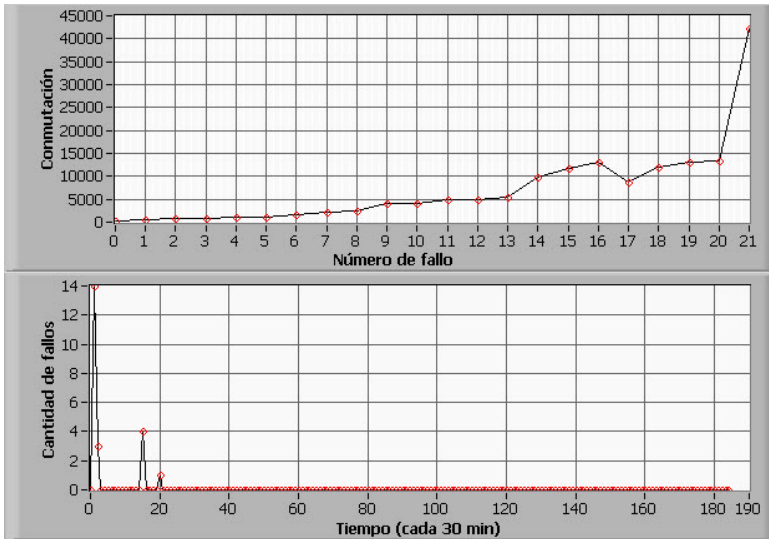


Figura 6-46: Fallo tipo  $f_1$  circuito abierto IGBT 14. a) Número de conmutación donde se producen los fallos. b) Fallos ocurridos cada media hora.

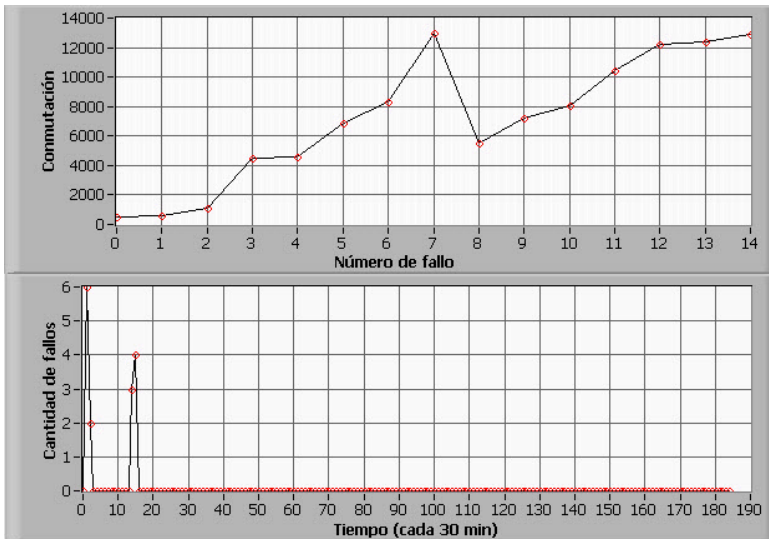


Figura 6-47: Fallo tipo  $f_2$  corto circuito IGBT 14. a) Número de conmutación donde se producen los fallos. b) Fallos ocurridos cada media hora.

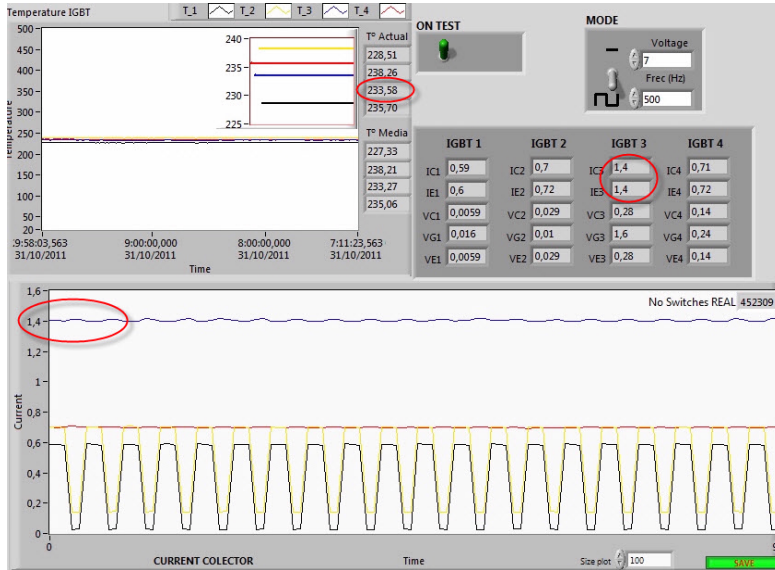


Figura 6-48: Foto final del análisis mediante el SDFI que muestra la corriente del IGBT 22.

Si graficamos ahora los fallos del tipo  $f_2$  que se obtuvieron podemos ver ahora la figura 6-49. En la gráfica se pueden ver los fallos intermitentes obtenidos y que a partir de la conmutación 110000 aproximadamente (113103 exactamente) los fallos se suceden repetidamente hasta que el IGBT llega al estado de no funcionamiento y queda en corto circuito, después de ese estado muestra el mismo número de conmutaciones

**Muestra 5 - IGBTs (26, 27, 28, 29)** Obteniendo estos fallos se quiso realizar otra muestra donde se implementarán las mismas condiciones que la muestra 4, pero en vez de realizar el análisis SDFI realizar un análisis por SSdE y observar el comportamiento AGING. Debido a que la muestra 4 está basada en la muestra 1, el análisis de SSdE se temporizó para parar la prueba exactamente a la misma hora que se realizó el SSdE de la muestra 1. La figura 6-50 muestra el mismo SSdE de la figura 6-44, pero en este caso con estrés de carga  $R_C = 5\Omega$  como lo exigía esta muestra. Se observa claramente como al IGBT deja de funcionar definitivamente la curva de funcionamiento  $I_{CE}$  vs  $V_{CE}$  para 92.5 horas inicia desde 0 (circulo resaltado) implicando el daño definitivo en el IGBT quedando en corto circuito. Es interesante ver

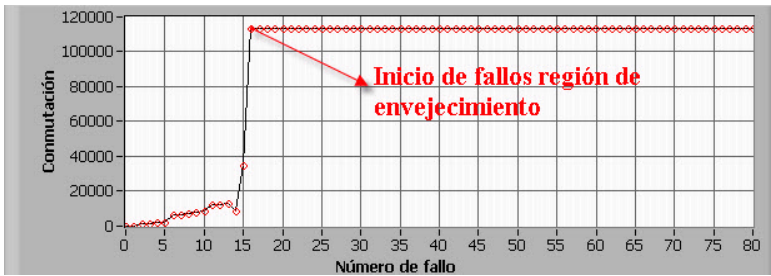


Figura 6-49: Fallo tipo  $f_2$  corto circuito IGBT 22. Número de comutación donde se producen los fallos.

también como a las 6 horas existe una degradación más severa por carga y CT en el IGBT de la muestra 5 que en el IGBT de la muestra 1.

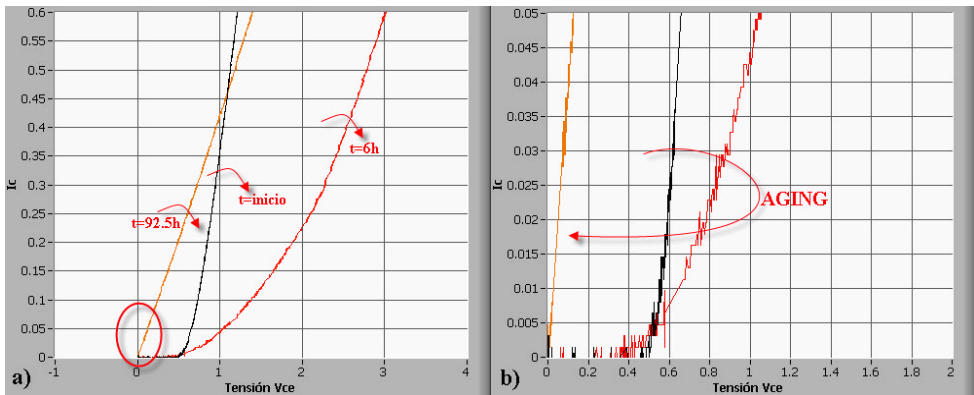


Figura 6-50: SSdE con driver, por CT y carga  $R_C = 5\Omega$  para el IGBT 26

Debido a que el análisis del SSdE de la muestra 5 se realizó usando el driver, este siempre trata de corregir la corriente que circula por la carga limitando la corriente en el gate y por lo tanto mejora las condiciones de trabajo del IGBT, para observar el efecto que produce sin el driver además de realizar cada prueba del SSdE con driver lo hicimos sin él y verificamos el AGING de manera más abrupta. La figura 6-51 muestra el análisis SSdE de la muestra 5 sin driver para el IGBT.

Aunque las pruebas anteriores ya permiten ver excelentes resultados de la degradación de los IGBTs de cada muestra, se hace necesario realizar más muestras para seguir observando el comportamiento de los

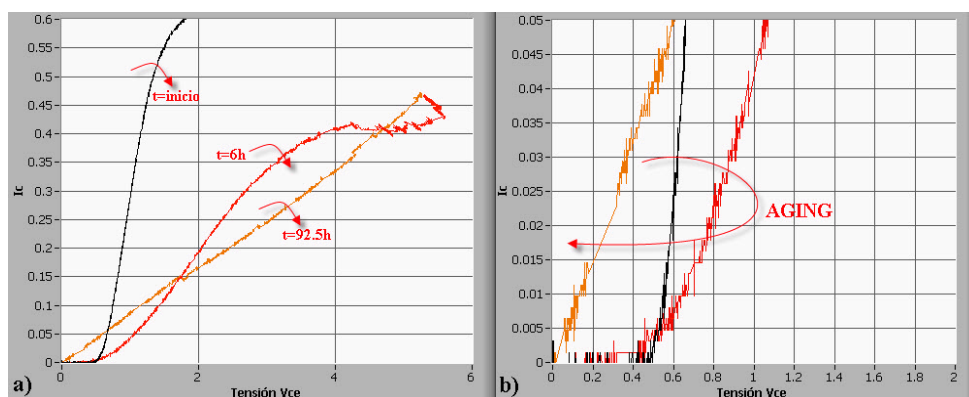


Figura 6-51: SSdE sin driver, por CT y carga  $R_C = 5\Omega$  para el IGBT 26

fallos intermitentes y avalar el uso del método de anidamiento latente. Para esto seguiremos usando las técnicas AGING como el CT y el SEE por carga. Para las nuevas pruebas se utilizarán los mismos parámetros de las pruebas anteriores pero a una mayor temperatura en este caso una temperatura estabilizada del IGBT de  $250^\circ C$ . Se realizarán dos muestras una con  $R_C = 10\Omega$  y la segunda con  $R_C = 5\Omega$ .

**Muestra 6 - IGBTs (30, 31, 32, 33)** La muestra 6 se realiza a una temperatura estabilizada del IGBT de  $250^\circ C$  y sin SEE por carga,  $R_C = 10\Omega$ . Al final de la prueba se observan fallos del tipo  $f_2$  solo en la etapa inicial y ningún fallo en la etapa de desgaste por lo tanto se determina que no hay fallo en la zona desgaste en corto circuito. En este caso para los fallos del tipo  $f_1$  se obtuvo mejores resultados en cuanto a fallos intermitentes, la figura 6-52 muestra los resultados. En la gráfica a) se puede observar que a partir de la conmutación 17 este IGBT empieza a desgastarse y a fallar por circuito abierto hasta llegar al parecer a un fallo definitivo que se produjo aproximadamente en la conmutación 191450. Es importante observar en la gráfica b) que entra en fallo definitivo a las 23 horas de funcionamiento, luego tiene una pequeña recuperación realiza algunas conmutaciones y termina por fallar finalmente en la conmutación 226291. EL detalle b) de la gráfica a) muestra la recuperación conmutando en alguno ciclos.

**Muestra 7 - IGBTs (34, 35, 36, 37)** Para la muestra 7 se utilizaron exactamente los mismos parámetros usados que para la muestra 6, pero

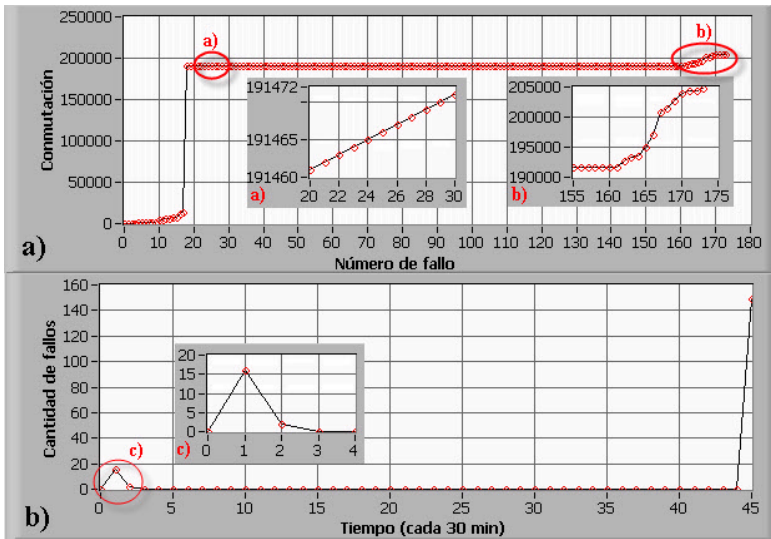


Figura 6-52: Fallo tipo  $f_1$  circuito abierto IGBT 30. a) Número de conmutación donde se producen los fallos. b) Fallos ocurridos cada media hora.

en este caso el análisis se hizo usando el SSdE, para así ver las curvas AGING por curva de funcionamiento  $I_{CE}$  vs  $V_{CE}$ . Observando en el análisis de la muestra 6 que el IGBT empezó a fallar intermitentemente por circuito abierto a partir de las 23 horas, se decidió parar la muestra a las 22 horas para realizar el SSdE. La prueba se terminó exactamente a la misma hora que la prueba de la muestra 6 y se obtuvieron los resultados que se aprecian en la figura 6-53. Las curvas representan lo que se esperaba tanto en la curva de inicio de la prueba como en la curva de las 22 horas, indicando un proceso de envejecimiento normal como en muestras anteriores. Sin embargo, la última toma a las 43h refleja que la conducción del IGBT no empieza sino hasta superar los 2V en la tensión de carga indicando un posible desgaste del material semiconductor que refleja una alta resistencia al paso de electrones en la etapa de conducción.

**Muestra 8 - IGBTs (38, 39, 40, 41)** Se quiso repetir la prueba anterior pero ahora realizando AGING con SEE por carga con  $R_C = 5\Omega$  para observar el comportamiento del IGBT y verificar la capacidad de aislar FIs usando el método de anidamiento latente en condiciones extremas. Se hicieron dos muestras la muestra 8 para SDFI y la muestra

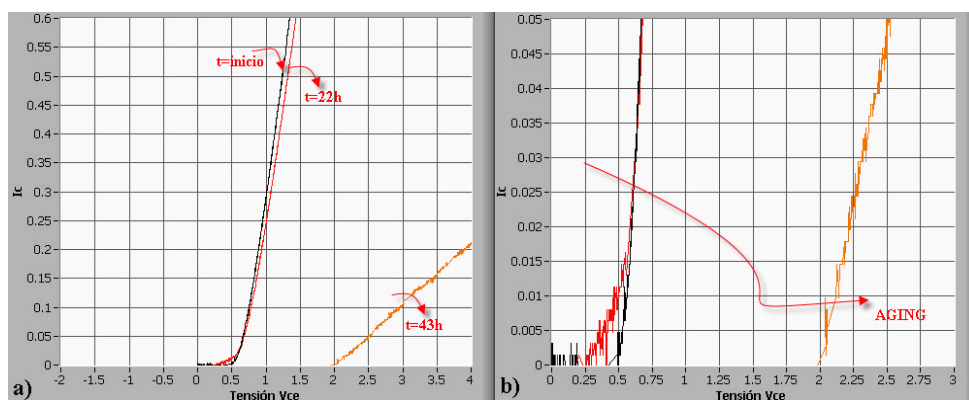


Figura 6-53: SSdE sin driver, por CT y carga  $R_C = 10\Omega$  para el IGBT 34

9 para SSdE.

Esta prueba final verifica por completo la eficacia del anidamiento latente para la detección de fallos intermitentes en IGBTs estresados con técnicas AGING. La figura 6-54, muestra los fallos del tipo circuito abierto  $f_1$  de manera más clara que la prueba anterior debido a lo intensa de la prueba; se puede observar en la gráfica b) los fallos iniciales y a partir de la hora 16 aproximadamente los fallos intermitentes debidos al desgaste del IGBT hasta llegar al fallo definitivo a eso de las 23.5 horas. La gráfica a) muestra la intensidad de las conmutaciones y en detalle que el último fallo  $f_1$  fue detectado en la conmutación 198000. Si nos remitimos a la figura 6-55, es muy interesante observar el detalle a) de la gráfica a) porque en esa zona se alcanzan a observar fallos intermitentes pequeños por corto circuito y a partir del fallo 20 del tipo  $f_2$  el IGBT pasa solo a fallar en corto circuito indicando que su estado final en fallo definitivo es por corto circuito. La gráfica b) de la misma figura solo muestra el inicio de los fallos de corto circuito y la última media hora que es donde se producen los fallos tipo  $f_2$  por desgaste.

**Muestra 9 - IGBTs (42, 43, 44, 45)** Para la muestra 9 se utilizaron exactamente los mismos parámetros usados que para la muestra 8, pero en este caso el análisis se hizo usando el SSdE, para así ver las curvas AGING por curva de funcionamiento  $I_{CE}$  vs  $V_{CE}$ . Esta muestra se realizó con las mismas características de la muestra 7 para también comparar el SSdE de esa muestra con la actual que tienen las mismas condiciones excepto la resistencia de carga. Se obtuvieron los resultados



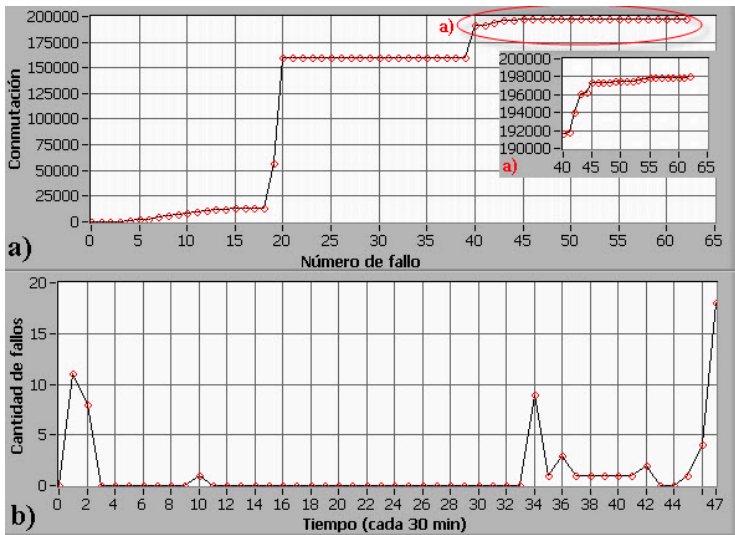


Figura 6-54: Fallo tipo  $f_1$  circuito abierto IGBT 38. a) Número de conmutación donde se producen los fallos. b) Fallos ocurridos cada media hora.

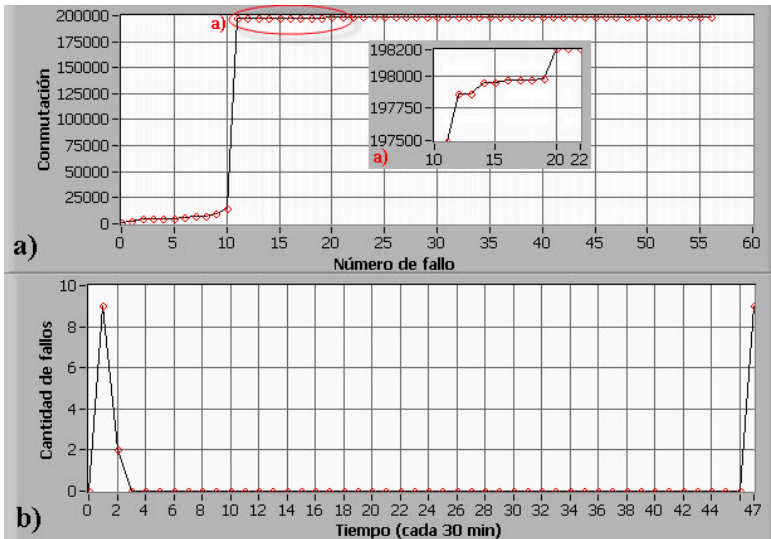


Figura 6-55: Fallo tipo  $f_2$  corto circuito IGBT 38. a) Número de conmutación donde se producen los fallos. b) Fallos ocurridos cada media hora.

que se aprecian en la figura 6-56. Las curvas representan un inicio de curva igual como se esperaba, la curva de las 22 horas se ve notoriamente más el desgaste del IGBT en esta muestra que en la muestra 7 y el detalle c) de la gráfica b) muestra como el estado del IGBT tiende al circuito abierto como lo vimos en los FIs hallados en la muestra anterior. Finalmente se observa como el IGBT termina su vida útil en corto circuito representado por la curva de las 43 horas de funcionamiento, se puede ver en el detalle d) de la gráfica a).

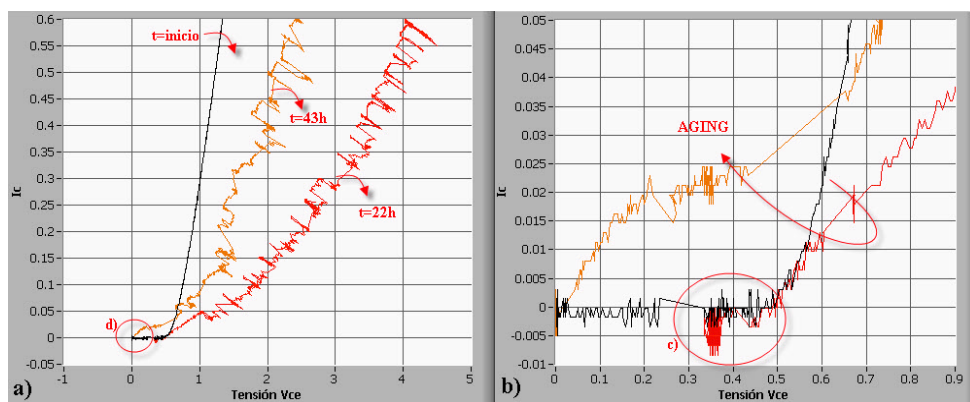


Figura 6-56: SSdE sin driver, por CT y carga  $R_C = 5\Omega$  para el IGBT 42

Terminado este análisis se procedió a realizar el análisis SEM/EDS a algunas de las muestras y corroborar que cambios morfológicos se aprecian y si a la vez se aprecian cambios en los componentes físicos del IGBT, a lo cual se obtuvieron los siguientes resultados:

Se realizaron primero muestras a la unión (figura 6-41) para los IGBTs (14, 26, 34, 42) a  $700\mu m$  donde se puede observar a simple vista en la primer gráfica, figura 6-57 una superficie uniforme y la unión se aprecia con bastante claridad, hay que recordar que este IGBT no sufrió fallo definido y al momento de acabar la prueba continuaba funcionando bien. A partir de aquí todos los IGBTs analizados llegaron al fallo definitivo. La segunda gráfica, figura 6-58, se sigue apreciando una superficie uniforme, pero no se distingue la unión. La tercera gráfica, figura 6-59 muestra una superficie menos uniforme y un tamaño de grano apreciable. La cuarta y última gráfica presenta una casi separación de la unión y un tamaño de grano bastante más apreciable que la figura anterior. Aunque esta información cualitativa no es muy valiosa, si nos referimos a la información semi-cuantitativa del EDS se puede apreciar

claramente como los compuestos de silicio, cobre y estaño se incrementan en la unión, estando directamente relacionado ese incremento con el tipo de prueba, la intensidad y las horas de funcionamiento. Mientras el estrés por CT aumenta y el estrés de SEE por carga también aumenta, la cantidad de estos compuestos presentes en la prueba aumenta.

Ahora se realizaron las muestras a la unión del gate (figura 6-41) para los IGBTs (18, 26, 42). La muestra se realiza a mayor o menor amplitud a común acuerdo entre a mayor amplitud menor tamaño de muestra visualizada y al contrario. En este caso a  $600\mu\text{m}$  se decidió realizar las pruebas. Es importante destacar que el análisis se realizó de igual forma a un IGBT en buen estado de funcionamiento al final de las pruebas y en otros dos que llegaron al fallo definitivo con un aumento de estrés. Estructuralmente las dos primeras gráficas, figuras 6-61, 6-62, no tienen diferencias radicales, sin embargo la gráfica de la figura 6-63, muestra deformaciones y tamaños de grano que resaltan frente a las dos anteriores gráficas. Analizando los resultados EDS observamos como el silicio y el oxígeno aumenta en función de la agresividad de las pruebas realizadas y el cobre y estaño disminuyen en proporción a esa misma agresividad. A continuación se pueden observar todas las gráficas referidas anteriormente.

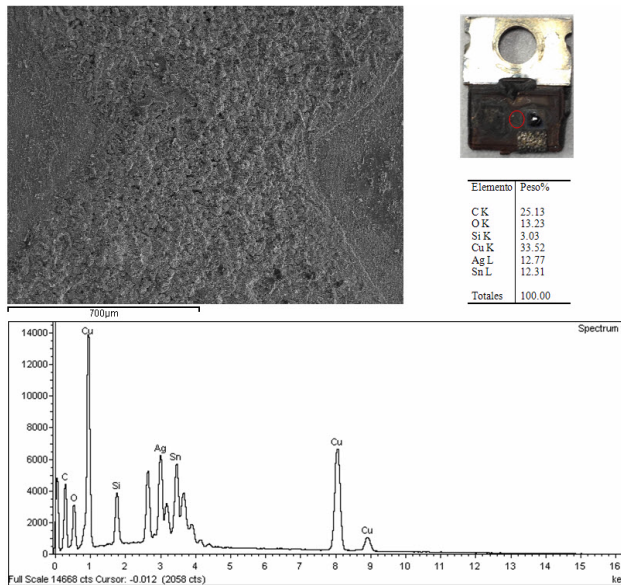


Figura 6-57: Imágenes del análisis SEM/EDS para la unión del IGBT 14.

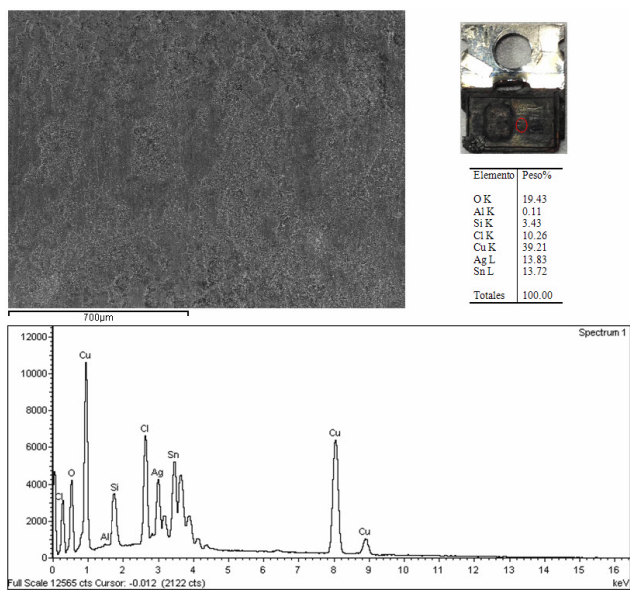


Figura 6-58: Imágenes del análisis SEM/EDS para la unión del IGBT 26.

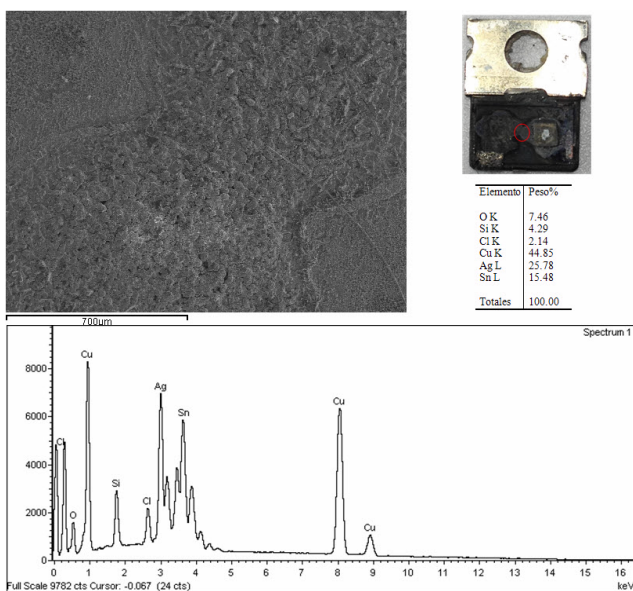


Figura 6-59: Imágenes del análisis SEM/EDS para la unión del IGBT 34.

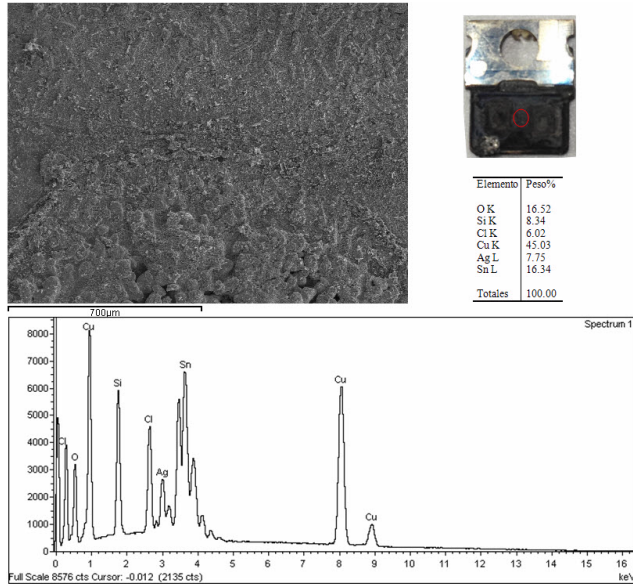


Figura 6-60: Imágenes del análisis SEM/EDS para la unión del IGBT 42.

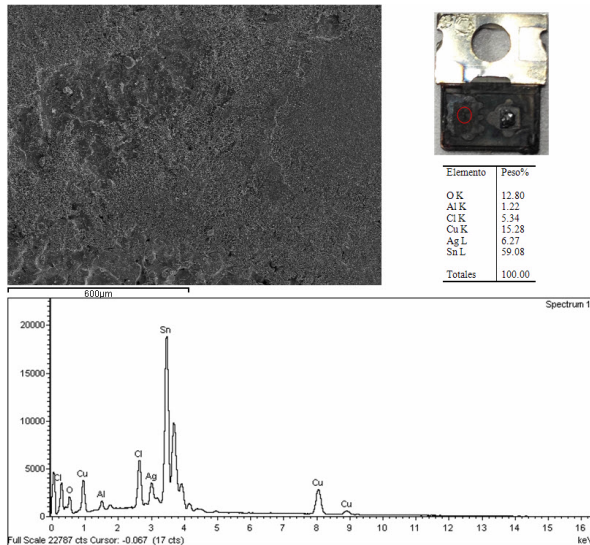


Figura 6-61: Imágenes del análisis SEM/EDS en a unión del gate del IGBT 18.

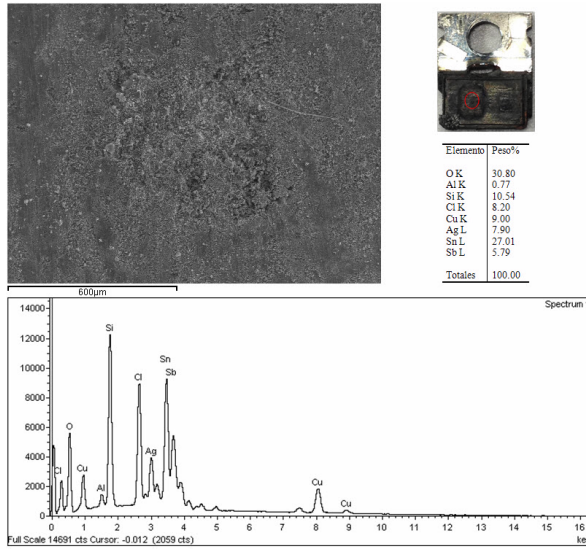


Figura 6-62: Imágenes del análisis SEM/EDS en a unión del gate del IGBT 26.

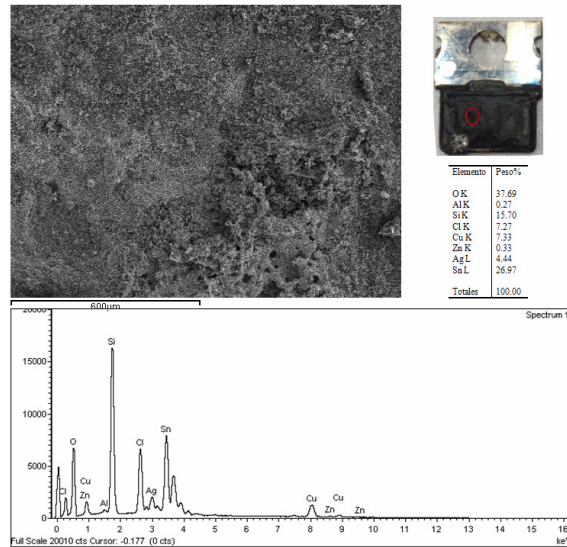


Figura 6-63: Imágenes del análisis SEM/EDS en a unión del gate del IGBT 42.

# Capítulo 7

## Conclusiones y líneas abiertas

### 7.1 Conclusiones

En esta tesis se han presentado una serie de discusiones, conceptos y demostraciones que en su conjunto permiten considerar el **Método de Anidamiento Latente de Fallos basado en Redes de Petri**, como una técnica de diagnóstico de fallos eficiente y eficaz a la hora de resolver algunos problemas comunes en el área de diagnóstico y detección abordado por otros autores en trabajos y publicaciones anteriores. La metodología estructural de la tesis se enfoca como un problema de diagnóstico en sistemas dinámicos de eventos discretos, pero se amplía a sistemas de naturaleza continua e híbrida para abarcar soluciones a problemas reales industriales y sistemas complejos, para esto la tesis parte su estructura en cuatro grandes frentes que son la justificación, fundamentación y formalización del método tanto de la parte discreta como de la continua e híbrida, la conceptualización y demostración con un ejemplo industrial y finalmente la ejemplificación práctica ampliando la técnica al caso de fallos intermitentes. Sin faltar, a los cuatro grandes frentes un breve estado del arte para ubicar cada problemática en el contexto específico de cada una.

El estudio del estado del arte de diagnóstico de fallos en sistemas complejos, revela la ausencia de un método para diagnosticar fallos que permita su uso en sistemas de gran número de señales o de gran complejidad en cuanto a su funcionamiento y aplicación, con algunas de las tradicionales y ya probadas técnicas de diagnóstico de fallos. Debido a lo anterior el método se concibe a partir de las herramientas de modelado de redes de Petri, que le dan cualidades y la robustez necesaria para modelar esa naturaleza compleja de la mayoría de los

procesos. Tanto los clásicos como nuevos sistemas de diagnóstico de fallos, así como actuales desarrollos en el modelado de redes de Petri son lo que se destaca en el estudio del estado del arte mostrando las ventajas de su uso y además mostrando las bases que dieron origen a este nuevo método.

La tesis en sí complementa y da solución de igual forma a algunos de las problemáticas más relevantes de algunas de las tesis antecesoras a este trabajo, y así mismo complementa prácticamente algunos desarrollos ya realizados como el análisis de fallos intermitentes.

Es importante resaltar desarrollos como la declaración de fallos como marcas de fallo y no como estados de fallo o lugares de fallo evitando algunos problemas como marcados no conocidos; así mismo, que el disparo de estas marcas de fallo depende únicamente de las condiciones impuestas en las **transiciones de fallo** o en las **transiciones de recuperación** según sea el caso evitando el problema de transiciones unobservables. Solo esta implementación basada en la **anidación de marcas de fallo** usando **Redes de Petri Coloreadas** evita apostar por esos modelos que actualmente otros grupos de investigación siguen en la búsqueda de su solución usando técnicas de optimización u otras técnicas con diferentes tipos de redes de Petri. Estos lugares de anidación llamados **Lugares de Anidamiento Latente** tienen la ventaja de modelar el comportamiento normal de un sistema o varios sistemas gracias al poder de fusión de las redes de Petri Coloreadas de forma fácil y comprensible usando las herramientas matemáticas de este tipo de redes, esto permite reducir la complejidad de los modelos. Además, permite la anidación latente de las marcas de fallo en los mismos lugares del modelo de comportamiento normal, lo cual es útil a la hora de conocer la procedencia del fallo, su estado inicial y el estado en que se debe encontrar el modelo para recuperarse de un fallo que ya ha sido verificado; así mismo la incorporación de nuevos fallos sin tener que realizar un nuevo modelo o analizar nuevamente todo el sistema. El **lugar de verificación** también tiene una alta importancia gracias a que allí se realiza la verificación del fallo, además de permitir la extracción y toma de tiempos de cada marca de fallo, la implementación de contadores por marca y la sincronización de una ventana de observación para el diagnóstico de fallos intermitentes.

La importancia de no solo definir el método en un ámbito de caracterización discreto sino en su evolución al tratamiento de **sistemas continuos e híbridos** de manera eficaz en cuanto al diagnóstico se refiere, hace del método de anidamiento latente la herramienta de diagnóstico apropiada a la hora de tratar sistemas industriales de complejidad creciente. La capacidad de anidar marcas de fallo en



lugares continuos y de conocer la **influencia de los lugares discretos sobre los continuos** permite dar solución a problemas tales como el **acoplamiento de fallos** presentes en trabajos predecesores a esta tesis. Sin dejar de lado el poder complementar el *MALf* con técnicas clásicas de diagnóstico como los métodos analíticos, basados en el conocimiento o en inteligencia artificial como se plantearon en este trabajo los primeros y en el trabajo futuro los otros métodos.

Gracias al trabajo realizado para el proyecto Cenit-Eolia basado en una herramienta para el diagnóstico de fallos y seguimiento del estado para **aerogeneradores off-shore**, se pudo utilizar información técnica de primera mano de los subsistemas más relevantes del aerogenerador, y probar la implementación del *MALf* en estos sistemas industriales de alta complejidad, lo cual permitió mostrar los beneficios del método y las principales ventajas a la hora de aplicarlo prácticamente. Este caso de estudio del **sistema de lubricación y refrigeración de la multiplicadora de un aerogenerador** se destacó por permitir observar y comparar paso a paso la implementación del *MALf*, desde la realización del modelo discreto, la implementación de un modelo de temperatura basado en el modelado de RdP híbridas, y la fusión de estados usando las RdP del tipo coloreadas. Así mismo, todo el análisis del diagnóstico de fallos con datos reales del aerogenerador, dándole la robustez al método para su implementación en cualquier sistema industrial, sin importar su complejidad, el número de variables o la aplicación.

Aunque el caso de estudio anterior permitía obtener un acercamiento a la aplicación del método en un problema industrial, algunos aspectos quedaban inconclusos a la hora de fortalecer la potencia de este, sobre todo en aspectos como el **diagnóstico de fallos intermitentes** y su evolución hacia posibles **sistemas de seguimiento del estado y mantenimiento predictivo**. Esto último se vio fortalecido con la implementación del método en el sistema práctico del capítulo 6, donde se quiso mostrar la eficiencia del método para detectar y recuperar fallos en un sistema complejo por su funcionamiento y no por su número de señales. El problema surgió de la necesidad de tener un sistema de diagnóstico de fallos para **transistores de potencia IGBT** que son unos de los más usados en el mercado y vendidos en la industria. La idea radicó en utilizar la técnica de anidamiento latente para detectar fallos intermitentes, verificar estos frente a alguna técnica de seguimiento del estado y corroborar el deterioro con análisis físicos. Aunque para verificar esto se necesitó aplicar ensayos acelerados, los resultados del **AGING o deterioro del IGBT por pruebas aceleradas** fue un éxito gracias a que se demostró la capacidad del método como

diagnosticador de FIs y se corroboró la evolución de los FIs mediante los SSdE y los análisis físicos. Todo lo anterior siguiendo paso a paso la implementación del *MALf*, desde modelar el funcionamiento de un IGBT, plantear las estrategias de diagnóstico de fallos según su funcionamiento, e implementar el *MALf* en un software para probarlo sobre el banco de pruebas implementado.

Aunque la investigación sobre el *MALf* y su implementación en sistemas industriales permitió ver sus características principales, sus beneficios e importancia en el área de diagnóstico de fallos, surgieron muchos campos de investigación a futuro derivados de este trabajo inicial, tanto en el propio método como en sus aplicaciones.

Antes de conocer las líneas abiertas es interesante tener claras las ventajas y limitaciones de la metodología propuesta, entre las que tenemos:

Una de las principales ventajas es el poder modelar los fallos como marcas de fallo, lo cual da la facilidad de anidar estas marcas en el mismo modelo de comportamiento del sistema sin importar el estado en el que se encuentre. Este modelado permite evitar transiciones unobservables y marcados no conocidos. Otra de las ventajas es conocer el tiempo de residencia de la marca de fallos en el lugar *PVf* lo cual permite identificar la naturaleza de fallo (permanente, intermitente). Así mismo, el *MALf* permite anidar marcas latentes que representan la operación normal de un sistema único (una marca) o un proceso con varios subprocesos (varias marcas). Esta capacidad es útil cuando se implementan sistemas complejos. Por lo tanto, cada lugar del modelo puede contener tanto marcas de comportamiento normal como marcas de fallo acorde al modelo inicial. Esta capacidad reduce la complejidad del modelo. La fácil incorporación de comportamiento en fallo de variables continuas y de fallos del tipo intermitente, es otra de las grandes contribuciones.

Algunas de las limitaciones más importantes se encuentran en la anidación de fallos debido a que actualmente se utilizan métodos deductivos de análisis y en sistemas complejos la anidación puede llevar un arduo trabajo. Este problema puede ser solucionado usando análisis de componentes principales. Otra de las limitaciones radica en el análisis híbrido con la utilización de las tablas de influencia de lugares continuo. Si se tiene un modelo multivariable de gran complejidad la tabla de influencia de lugares continuos puede considerarse de difícil implementación. Por último, las marcas de fallos pueden ser verificadas desde un único lugar de anidamiento o desde varios lugares de anidamiento lo cual influye directamente en la eficiencia y velocidad de la verificación de cada fallo.

## 7.2 Líneas abiertas

La realización de la presente tesis doctoral ha permitido plantear nuevas líneas de investigación enmarcadas en el Método de Anidamiento Latente de Fallos basado en Redes de Petri Híbridas y Coloreadas, las cuales se detallan a continuación:

- Estudio de nuevas técnicas de anidación de fallos según el reconocimiento en la estructura del sistema, la sensorización y la cantidad de información a analizar, entre las técnicas mejor identificadas están: el Análisis Estructural (SA) y las técnicas de Análisis de Componentes Principales (PCA).
- Debido a la importancia de la relación del comportamiento continuo de las variables con las entidades discretas de control en cuanto a la influencia y estados de operación, se deben estudiar sistemas de inteligencia artificial como lógica borrosa que aseguren el estado del sistema, antes del aislamiento del fallo en el lugar de verificación de fallos.
- Estudio de la diagnosticabilidad a partir de las condiciones de observabilidad de cada fallo anidado, sabiendo que una permanente observación de los fallos durante cada estado de un ciclo de trabajo es ideal. Para esto se deben establecer nuevas condiciones de diagnosticabilidad según la cantidad de lugares donde se encuentre anidado un fallo determinado y no solo según la detección de estos por las transiciones de fallo.
- Utilización y comparación de otras técnicas de diagnóstico basadas no solo en modelos analíticos sino en la heurística para la detección y aislamiento del fallo contra la generación de residuos implementada en los dos casos de estudio.
- Debido a la naturaleza de los fallos y al trabajo realizado en esta tesis, se ha visto la necesidad de incluir unos lugares intermedios entre los lugares de anidamiento latente y los lugares de verificación de fallo, siendo lugares de anidamiento de posible fallo, que dependerían del análisis de las lecturas anómalas de los otros lugares de anidamiento latente, así como del análisis de los residuos de los lugares continuos según la evolución normal del modelo. El fin de estos lugares es que la declaración del fallo en el lugar de verificación sea lo más cierta posible y no se declaren fallos no producidos.

- 
- Finalmente, la implementación del *MALf* diagnosticando fallos intermitentes en IGBTs deja abiertos muchos campos de estudio y trabajo ente los cuales se destacan:
    - La utilización de otras técnicas de ensayos acelerados para la comparación de resultados y a su vez la utilización de otros tipos de estrés como el escalado o el continuamente incrementado emulando otros tipo de condiciones adversas en un sistema industrial que utilice estos dispositivos.
    - La ejecución de las mismas pruebas realizadas en esta tesis pero usando cargas inductivas sobre un banco de pruebas que se está implementando actualmente, debido a que es importar validar el envejecimiento del IGBT y la detección de FIs sin importar el tipo de carga a la cual sea sometido, sabiendo que estos dispositivos se usan en cargas como motores, generadores, bombas, etc., y no solo en cargas del tipo resistivas.
    - La implementación de un sistema de diagnóstico preventivo on-line usando el *MALf* y el diagnóstico de FIs sobre una plataforma o sistema embebido, para tener un hardware tipo driver que a la vez de tener funciones de control de corriente de puerta se encargue de realizar un SSdE a un IGBT o a un módulo de IGBTs para aplicaciones industriales.

# Anexo 1

## Manual Eléctrico y de Operación del Sistema de Lubricación y Refrigeración de la Multiplicadora del Aerogenerador A1.3 (Acciona WindPower 27/12/08)

### A1.1 Operación General

La multiplicadora de la turbina está equipada con un sistema de lubricación y refrigeración, totalmente independiente de la velocidad de rotor, con el propósito de:

- Lubricar los rodamientos y engranajes de la misma.
- Controlar el flujo de aceite dependiendo de su propia temperatura de aceite.
- Filtrar continuamente el aceite contenido en la misma.
- Mantener la temperatura del aceite dentro de los márgenes definidos por el fabricante.

Para ello, el sistema cuenta con:

- Una bomba accionada mediante un motor eléctrico con un variador de velocidad.
- Varios filtros a la salida de dicha bomba.
- Un bloque de válvulas en el que se conectan los diferentes componentes para el control del sistema.
- Un intercambiador de calor para la refrigeración del aceite.
- Una resistencia calefactora sumergida en el cárter para calentar el aceite si fuera necesario.
- Dos transductores de temperatura PT100

Los transductores de temperatura transmiten al PLC la temperatura de la multiplicadora en todo momento pudiendo controlar su refrigeración adecuadamente. Estas sondas de temperatura están ubicadas en la parte superior e inferior trasera de la multiplicadora. Todo el sistema de refrigeración y lubricación de la multiplicadora es gestionado a través del PLC, el cual generará las alarmas pertinentes ante posibles fallos de las distintas sondas de la multiplicadora.

## A1.2 Operación General

### *A1.2.1 Modo Marcha, Pausa*

El sistema de refrigeración y lubricación de la multiplicadora está activo durante los modos de MARCHA y PAUSA. Dependiendo de la medida de temperatura del sensor PT100 de la posición 30, el PLC controla el funcionamiento de todos los componentes del sistema.

Para temperatura del aceite menor que el parámetro 083, la turbina pasará a estado de PAUSA. Cuando la temperatura del aceite alcance el valor del parámetro 082 la turbina cambiará a estado de MARCHA. El aceite de la multiplicadora es calentado por una resistencia monofásica a 220 V y 1500 W de potencia. Esta resistencia estará conectada mientras la temperatura del aceite sea menor que el parámetro 037 y se desconectará cuando alcance el parámetro 081.

Estrategia de funcionamiento del ventilador de refrigeración de la multiplicadora: Este ventilador o enfriador es accionado por un motor trifásico a 380 V con un consumo de 1100W de potencia. Se activará si se cumplen cualquiera de las siguientes condiciones:

- Temperatura del aceite de multiplicadora  $> 55^{\circ}$  y no se desactivará hasta que la temperatura no descienda por debajo de los  $50^{\circ}\text{C}$ .

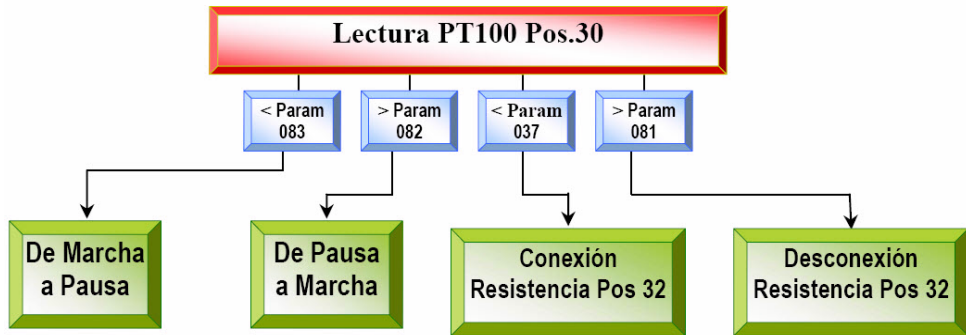


Figura 7-1: Figura A1.1 Lectura PT100 del Cáster

- Temperatura del aceite del Grupo Hidráulico  $> 62^{\circ}\text{C}$
- Temperatura en nacelle  $> 43^{\circ}\text{C}$

La bomba (Pos 4) se acopla al motor, el cual es accionado por el convertidor de frecuencia de la posición 5. Antes de comenzar la circulación de aceite, el PLC envía una señal de permiso al convertidor así como un punto de ajuste de la frecuencia. El convertidor envía una señal de confirmación al PLC avisando que el autotesteo interno de convertidor a resultado OK. Desde la bomba, el aceite entra en el filtro de la pos. 10, para llegar al bloque de válvulas. El contacto libre de potencial de la posición 11 estará abierto en caso de que el filtro NO esté sucio. Este filtro sólo se comprueba cuando la temperatura del aceite supera el valor del parámetro 084, puesto que para bajas temperaturas, habrá un descenso de presión en el filtro, consiguiendo un mal funcionamiento del sistema. Así, el aceite atraviesa el filtro de by-pass de la pos. 10, asegurando la lubricación de la multiplicadora. El aceite atraviesa también el filtro de la posición 25, el cual filtra el aceite de partículas mucho más pequeñas que el filtro anterior. Cuando la temperatura esté por debajo de  $40^{\circ}\text{C}$ , el aceite pasa directamente a la multiplicadora, ya que el ventilador deja de estar en funcionamiento. Cuando la temperatura excede de  $40^{\circ}\text{C}$  la válvula termostática comienza gradualmente enviar al aceite a través del intercooler (pos 19). En caso de llegar a los  $45^{\circ}\text{C}$ , todo el aceite pasa a través del intercooler. Al alcanzar el parámetro 074 el PLC comienza a incrementar gradualmente el punto de ajuste de la frecuencia del convertidor desde parámetro 075 hasta el parámetro 077, correspondientes a una temperatura de aceite de parámetro 076. Esto significa que el nivel de caudal de aceite se podría controlar, a través del PLC en todo este rango. Con temperatura por debajo del parámetro 083 el flujo de aceite decrece progresivamente hasta

le parámetro xx25 a una temperatura del aceite igual al parámetro 126 donde la bomba se parará. El antirretorno ajustado a 4 bar de presión, actúa como una válvula de descarga que evita que el circuito se bloquee, en caso de que la válvula termostática o el intercooler fallen.

Cuando la temperatura de aceite alcanza el valor del parámetro 078 el intercooler se activa hasta alcanzar el valor del parámetro 079. El presostato de la posición 26 está cerrado cuando la presión alcanza los 0.7 bar. La toma minimex M3 permite comprobar este presostato y su correcto funcionamiento. Si la temperatura del aceite alcanza el valor del parámetro 036 o la temperatura del cojinete del lado de acoplamiento alcanza el parámetro 035 la turbina cambiará de modo MARCHA a PAUSA. La turbina cambiará de PAUSA a MARCHA una vez la temperatura baje del valor de temperatura dado por el parámetro 071 o 073 tanto del aceite como del cojinete. Finalmente, mientras la temperatura del aceite de la multiplicadora está por debajo del parámetro 106, la potencia de la turbina estará limitada hasta que la temperatura sea mayor que el parámetro 107. Durante la limitación de potencia, el esfuerzo se limitará al valor del parámetro 108.

Usos secundarios:

- El sistema de refrigeración de la multiplicadora también se usa para refrigerar el aceite del grupo hidráulico. El sistema se encenderá para refrigerar el aceite de la multiplicadora si no está todavía encendido cuando el aceite hidráulico alcanza el parámetro 104 y se desconectará si todavía no lo había hecho cuando esté por debajo del parámetro 105.
- De acuerdo con la temperatura de la nacelle e independientemente de la estrategia definida anteriormente, el sistema de refrigeración de la multiplicadora se activará o desactivará, si todavía no lo ha hecho, cuando la temperatura sea mayor que el parámetro 123 o menor que el parámetro 124 respectivamente.



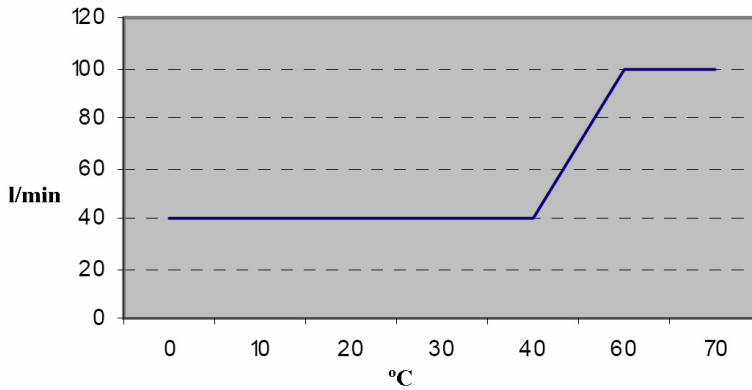


Figura A1.2 Consigna de Caudal de la Bomba

#### *A1.2.2 Modo Stop, Emergencia, Fallo*

Es sistema está completamente inactivo.

#### *A1.2.3 Modo Manual*

Se pueden activar diferentes operaciones para facilitar el mantenimiento.

- Activar/ desactivar la circulación del aceite.
- Activar/ desactivar el motor del ventilador
- Activar/ desactivar la resistencia calefactora de la multiplicadora
- Seleccionar /cambiar el punto de ajuste de la frecuencia del convertidor
- Chequear el indicador de filtro
- Chequear el estado del transductor de presión
- Chequear la temperatura del aceite y del cojinete.
- Inhabilitar la vigilancia del transductor de presión
- Inhabilitar la vigilancia del filtro de colmataje

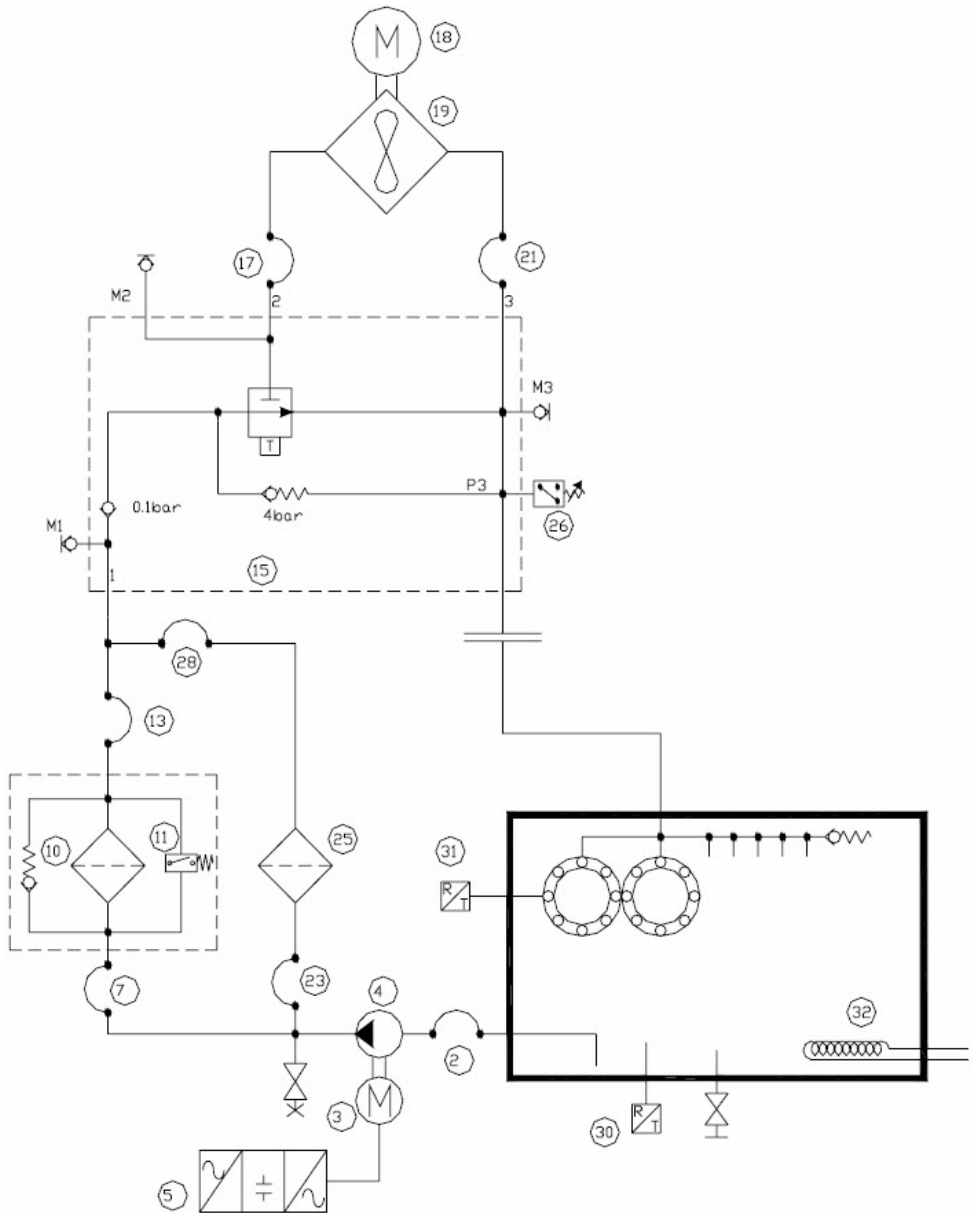


Figura A1.3 Esquema Hidráulico

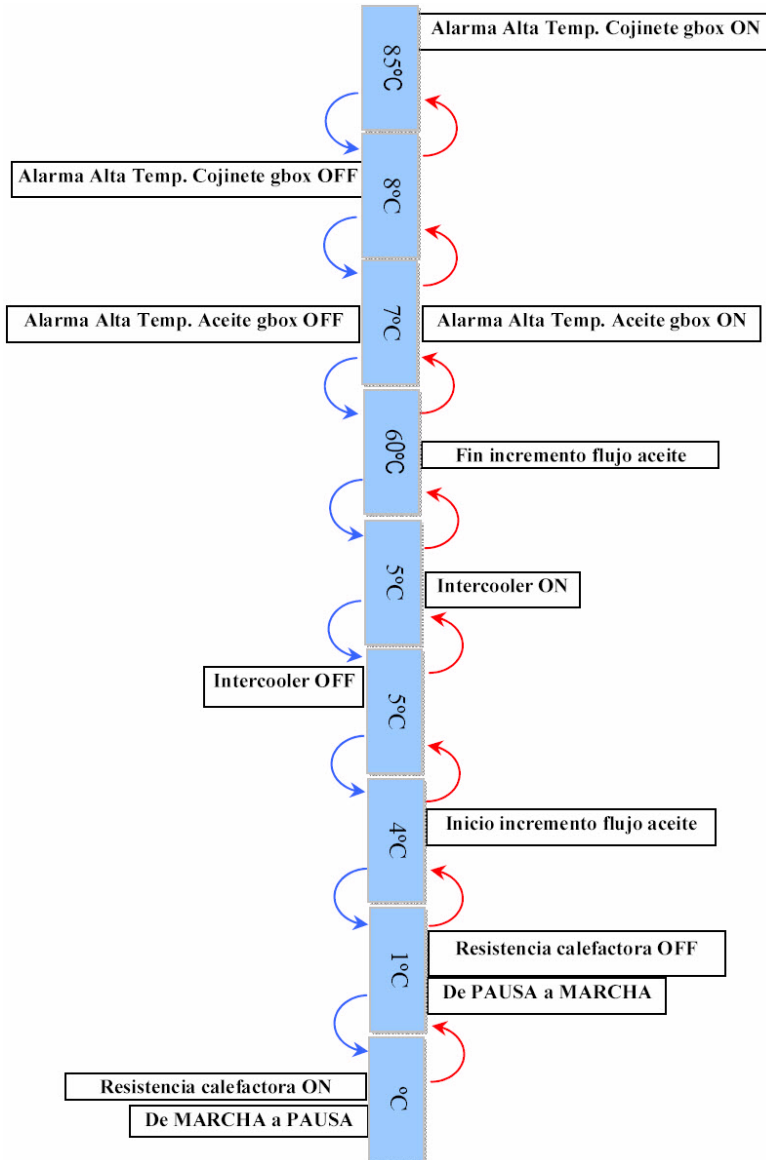


Figura A1.4 Diagrama de Temperaturas

Parámetro	Descripción	Valor
035	HSS temperatura de rodamiento alarma ON (°C)	85
071	HSS temperatura de rodamiento alarma OFF (°C)	80
036	Aceite de los engranajes alarma ON (°C)	75
073	Aceite de los engranajes alarma OFF (°C)	70
076	Temperatura del aceite para finalizar incremento de flujo alarma OFF (°C)	60
078	Temperatura aceite para activar motor del ventilador ON (°C)	55
079	Temperatura aceite para desactivar motor del ventilador OFF (°C)	50
074	Activación por temperatura de la válvula termostática (°C)	40
081	Temperatura del aceite de los engranajes para la desactivación de calefactores (°C)	10
037	Temperatura del aceite de los engranajes para la activación (°C)	9
082	Temperatura del aceite para pasar de modo operacional PAUSE RUN la turbina (°C)	10
083	Temperatura del aceite para pasar de modo operacional RUN PAUSE la turbina (°C)	9
084	Temperatura del aceite mínima para indicador visual del filtro (°C)	20
039	HSS Máxima temperatura de rodamiento de error de sensor (°C)	190

Tabla A1.1 Parámetros 1

Parámetro	Descripción	Valor
040	HSS Mínima temperatura de rodamiento de error de sensor (°C)	-40
039	Máxima temperatura del cárter. Error del sensor (°C)	190
040	Mínima temperatura del cárter. Error del sensor (°C)	-40
075	Frecuencia inicial, Set Point parámetro (074) (Hz)	1024
077	Frecuencia final Set Point parámetro (076) (Hz)	2047
106	Temperatura del aceite de la multiplicadora para limitar la potencia de la turbina ON (°C)	29
107	Temperatura del aceite de la multiplicadora para limitar la potencia de la turbina OFF (°C)	30
108	Límite de par con aceite frío para la multiplicadora(°C)	5643
104	Temperatura del aceite hidráulico del sistema para activar el ventilador de la multiplicadora (°C)	62
105	Temperatura del aceite hidráulico del sistema para desactivar el ventilador de la multiplicadora (°C)	57
123	Temperatura de la nacelle para activar el ventilador de la multiplicadora (°C)	43
124	Temperatura de la nacelle para desactivar el ventilador de la multiplicadora (°C)	41
XX25	Frecuencia mínima. Set point parámetro 126 (Hz)	230
126	Temperatura del aceite para finalizar el decremento de flujo y apagar la bomba (°C)	-6
125	Temperatura del aceite para encender la bomba (°C)	-5

Tabla A1.2 Parámetros 2

## Anexo 2

Hoja de Datos para Pruebas Realizadas a los  
IGBTs

## HOJA DE DATOS PARA PRUEBAS DE IGBT'S

No IGBT	FECHA/HORA INICIO	FECHA/HORA FINAL	TIEMPO TOT (H)	CON/SIN DRIVER	RGATE (Ω)	RCARGA (Ω)	TENSION CARGA (V)	FREC (Hz)	TENSION GATE (V)	t (°C) MEDIA IGBT
1	14/09/2011-12:18	15/09/2011-3:48	16	SIN	100	10	10	2000	7	260
2	15/09/2011-18:30	17/09/2011-23:00	52.5	SIN	100	10	10	2000	7	250
3	19/09/2011-11:24	23/09/2011-21:54	105.5	SIN	100	10	10	2000	7	200
4	27/09/2011-2011	27/09/2011-9:11	13	SIN	100	10	10	1000	7	260
5	27/09/2011-12:27	28/09/2011-8:27	20	SIN	100	10	10	1000	7	260
6	16/10/2011-16:44	18/10/2011-20:48	28	CON	56	10	10	1000	7	(200-300-400)
7	16/10/2011-16:44	18/10/2011-20:48	28	CON	56	10	10	1000	7	(200-300-400)
8	16/10/2011-16:44	18/10/2011-20:48	28	CON	56	10	10	1000	7	(200-300-400)
9	16/10/2011-16:44	18/10/2011-20:48	28	CON	56	10	10	1000	7	(200-300-400)
10	27/10/2011-13:30	31/10/2011-19:41	90	SIN	100	10	10	500	7	230
11	27/10/2011-13:30	31/10/2011-21:30	92	SIN	100	10	10	500	7	230
12	27/10/2011-13:30	31/10/2011-12:35	82	CON	56	10	10	500	7	230
13	27/10/2011-13:30	31/10/2011-23:40	95	SIN	100	10	10	500	7	230
14	02/11/2011-13:30	06/11/2011-02:40	110	SIN	100	10	10	500	7	230
15	02/11/2011-13:30	06/11/2011-01:32	109	SIN	100	10	10	500	7	230
16	02/11/2011-13:30	06/11/2011-15:35	98	CON	56	10	10	500	7	230
17	02/11/2011-13:30	06/11/2011-20:20	104	SIN	100	10	10	500	7	230
18	15/11/2011-16:03	22/11/2011-18:16	170.5	SIN	100	10	10	500	7	220
19	15/11/2011-16:03	21/11/2011-22:05	150	SIN	100	10	10	500	7	220
20	15/11/2011-16:03	21/11/2011-20:10	148.5	CON	56	10	10	500	7	220
21	15/11/2011-16:03	22/11/2011-14:05	166	SIN	100	10	10	500	7	220

**HOJA DE DATOS PARA PRUEBAS DE IGBT'S**

No IGBT	FECHA/HORA INICIO	FECHA/HORA FINAL	TIEMPO TOT (H)	CON/SIN DRIVER	RGATE (Q)	RCARGA (Q)	TENSION CARGA (V)	FREC (Hz)	TENSION GATE (V)	t <sup>(°C)</sup> MEDIA IGBT
22	07/11/2011-13:41	09/11/2011-10:10	70	SIN	100	5	10	500	7	230
23	07/11/2011-13:41	09/11/2011-13:10	73	SIN	100	5	10	500	7	230
24	07/11/2011-13:41	09/11/2011-23:05	58	CON	56	5	10	500	7	230
25	07/11/2011-13:41	09/11/2011-08:35	68	SIN	100	5	10	500	7	230
26	10/11/2011-13:41	13/11/2011-02:45	85	SIN	100	5	10	500	7	230
27	10/11/2011-13:41	13/11/2011-21:40	80	SIN	100	5	10	500	7	230
28	10/11/2011-13:41	12/11/2011-08:22	66	CON	56	5	10	500	7	230
29	10/11/2011-13:41	13/11/2011-20:35	79	SIN	100	5	10	500	7	230
30	24/11/2011-12:35	26/11/2011-9:25	45	SIN	100	10	10	500	7	250
31	24/11/2011-12:35	26/11/2011-4:37	40	SIN	100	10	10	500	7	250
32	24/11/2011-12:35	26/11/2011-12:20	35	CON	56	10	10	500	7	250
33	24/11/2011-12:35	26/11/2011-11:14	47	SIN	100	10	10	500	7	250
34	27/11/2011-12:00	29/11/2011-19:15	56	SIN	100	10	10	500	7	250
35	27/11/2011-12:00	29/11/2011-15:22	52	SIN	100	10	10	500	7	250
36	27/11/2011-12:00	28/11/2011-06:13	42	CON	56	10	10	500	7	250
37	27/11/2011-12:00	29/11/2011-12:51	49	SIN	100	10	10	500	7	250
38	01/12/2011-15:00	02/12/2011-14:15	23.5	SIN	100	5	10	500	7	250
39	01/12/2011-15:00	02/12/2011-19:02	28	SIN	100	5	10	500	7	250
40	01/12/2011-15:00	02/12/2011-07:10	17	CON	56	5	10	500	7	250
41	01/12/2011-15:00	02/12/2011-19:20	28	SIN	100	5	10	500	7	250
42	04/12/2011-14:00	02/12/2011-00:03	34	SIN	100	5	10	500	7	250
43	04/12/2011-14:00	03/12/2011-02:26	36	SIN	100	5	10	500	7	250
44	04/12/2011-14:00	02/12/2011-19:42	29.5	CON	56	5	10	500	7	250
45	04/12/2011-14:00	02/12/2011-21:33	31	SIN	100	5	10	500	7	250



## Anexo 3

### Publicaciones Científicas del Autor y Participación en Proyectos Relacionados con la Tesis

#### **A2.1 Publicaciones Científicas Relacionadas con la Tesis en Revistas Internacionales y Capítulos de Libro.**

**Rodríguez., L.;** García., E.; Morant., F.; Correcher., A. & Quiles., E. "*Fault Diagnosis for Complex Systems using Coloured Petri Nets*" Chapter Book, Petri Nets Theory and Applications, IN-TECH Vienna, Austria. Marzo 2010 ISBN 978-953-307-047-6

Correcher.,A.; García., E.; Morant., F.; Quiles., E. & **Rodríguez., L.** "*Diagnosis of Intermittent Faults and its Dynamics*". Chapter Book, Factory Automation, IN-TECH Vienna, Austria. Marzo 2010. ISBN 978-953-7619-42-8.

Correcher., A. García., E.; Morant., F.; Quiles., E. & **Rodríguez., L.** "Intermittent Failure Dynamics Characterization" IEEE Transactions on Reliability, Elsevier. vol. PP, no. 99, p. 1, 2012 ISSN : 0018-9529.

**Rodríguez., L.;** García., E.; Morant., F.; Correcher., A. & Quiles., E. "*Hybrid Analysis in the Latent Nestling Method Applied to Fault Diagnosis*" IEEE Transactions onAutomation Science and Engineering. Accepted: 23/June/2012. ISSN: 1545-5955.

## A2.2 Publicaciones Científicas Relacionadas con la Tesis en Congresos Internacionales

García., E.; **Rodríguez., L.**; Morant., F.; Correcher., A.; Quiles, E.. “*Fault Diagnosis with Coloured Petri Nets Using Latent Nestling Method*”, Proceedings of ISIE08, Cambridge, UK, June 2008. ISBN 978-1-4244-1665-3.

**Rodríguez., L.**; García., E.; Morant., F.; Correcher., A. & Quiles, E. “*Application of Latent Nestling Method using Coloured Petri Nets for the Fault Diagnosis in the Wind Turbine Subsets*” Proceedings of ETFA’08, Hamburg, Germany, September 2008. ISBN 1-4244-1506-3.

García., E.; **Rodríguez., L.**; Morant., F.; Correcher., A.; Quiles, E. “*Latent Nestling Method: A new fault diagnosis methodology for complex systems*”, Proceedings of IECON08, Orlando, Florida, USA, Noviembre 2008. ISBN 978-1-4244-1766-7.

**Rodríguez., L.**; García., E.; Morant., F.; Correcher., A.; Quiles, E. & Fluixà, V. “*Método de Anidamiento Latente de Fallos usando RdPC aplicado a los subsistemas de un Aerogenerador*” XIII Congreso Latinoamericano de Control Automático / VI Congreso Venezolano de Automatización y Control, Mérida, Venezuela, 2008. ISBN 978-980-11-1224-2.

García., E.; **Rodríguez., L.**; Morant., F.; Correcher., A.; Quiles, E. & Fluixà, V. “*Método de Diagnóstico Mediante Anidamiento Latente de Fallos con Redes de Petri Coloreadas*” XIII Congreso Latinoamericano de Control Automático / VI Congreso Venezolano de Automatización y Control, Mérida, Venezuela, 2008. ISBN 978-980-11-1224-2.

**Rodríguez, L.**, García, E., Llanes, O., Prieto, A., Morant, F. “*Fault Diagnosis in Hybrid Systems through Latent Nestling Faults*”, 13th International Convection and Fair Informatics, La Habana, Cuba, February ISBN 2009. 978-959-286-010-0.

**Rodríguez., L.**; García., E.; Morant., F.; Correcher., A.; Quiles, E. “*Formalización del Método de Anidamiento Latente para el Diagnóstico de Fallos en Sistemas Híbridos*” XIV Congreso Latinoamericano de Control Automático, Santiago de Chile, Agosto 2010.

**Rodríguez., L.**; García., E.; Morant., F.; Correcher., A.; Quiles, E. “*Hybrid Latent Nestling Method: A Fault Diagnosis case study in*

*the Wind Turbine Subsets*” IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, Budapest, Hungary, July 3-7 2011. ISBN 978-1-4577-0837-4.

**Rodríguez., L.;** García., E.; Morant., F.; Correcher., A.; Quiles, E. “*Coloured and Hybrid Petri Nets applied to Fault Diagnosis based on Latent Nesting Method*” IEEE/SDEMPED International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives, Bologna, Italy September 5-8 2011. ISBN 978-1-4244-9302-9.

### **A2.3 Publicaciones Científicas Relacionadas con la Tesis en Congresos Nacionales.**

**Rodríguez., L.;** García., E.; Morant., F.; Correcher., A.; Quiles, E. & Fluixà, V. “*Aplicación del Método de Anidamiento Latente de Fallos usando Redes de Petri Coloreadas para el Diagnóstico de Fallos en el Sistema de Refrigeración y Lubricación de un Aerogenerador*” XXIX Jornadas de Automática, Tarragona, España, Septiembre 2008. ISBN 978-84-691-6883-7.

### **A2.4 Otras Publicaciones Científicas del Autor en Congresos Internacionales.**

**Rodríguez., L.** “Fault Diagnosis for Off-Shore Wind Energy Systems” International Congress of Mechatronics & Electronics CIIME, Bogotá, Colombia, Octubre 2008.

Trigos., M.; García., E. & **Rodríguez., L.** “*Modelado Y Diagnóstico De Fallos Por Medio De Redes De Petri De Un Sistema De Envasado De Líquidos*” XIII Congreso Latinoamericano de Control Automático / VI Congreso Venezolano de Automatización y Control, Mérida, Venezuela, 2008. ISBN 978-980-11-1224-2.

**Rodríguez., L.;** García., E. Correcher., A. “*Técnicas para el Diagnóstico de Fallos en Aerogeneradores de Alta Potencia*” VI Conferencia Internacional de Energía Renovable, Ahorro de Energía y Educación Energética, La Habana, Cuba, 2009. ISBN 978-959-261-288-4.

### **A2.5 Participación en Proyectos Relacionados con la Tesis.**

EOLIA (Proyecto Europeo Cenit-Eolia) REALIZACIÓN DEL DIAGNÓSTICO DE FALLOS UTILIZANDO TÉCNICAS DE INTELIGENCIA ARTIFICIAL PARA TECNOLOGÍA EN AEROGENERADORES OFF-SHORE, Ingeteam Service-Acciona Energía, Investigador responsable: Emilio García Moreno. Valencia, España Desde: 1/1/2007 hasta: 1/1/2011.

DIAGNÓSTICO DE FALLOS INTERMITENTES EN SISTEMAS COMPLEJOS E HÍBRIDOS, Entidad financiadora: Ministerio de Educación y Ciencia MEC, Investigador responsable: Emilio García Moreno. Valencia, España Desde: 1/10/2006 hasta: 1/10/2010.

DETECCION Y DIAGNÓSTICO DE FALLOS, SUPERVISIÓN Y CONTROL DE LA CALIDAD EN LA INDUSTRIA DE LA CARNE Y EL LÁCTEO, Entidad financiadora: Ministerio de Asuntos Exteriores, Investigador responsable: Emilio García Moreno. Valencia, España Desde: 16/1/2010 hasta: 08/03/2011.

SISTEMAS INTEGRADOS DE SUPERVISIÓN CON TÉCNICAS DE SEGUIMIENTO DE ESTADO Y DIAGNÓSTICO DE FALLOS DE INSTALACIONES OFISHORE DE TURBINAS DE GENERACIÓN EÓLICA Y DE CORRIENTE MARINA, Entidad financiadora: Ministerio de Educación y Ciencia MEC, Investigador responsable: Emilio García Moreno. Valencia, España Desde: 1/1/2010 hasta: 1/1/2014.

# Bibliografía

- [1] J. Chen and R. J. Patton, “Observer-based fault detection and isolation: Robustness and applications,” *Control Engineering Practice*, vol. 5, no. 5, pp. 671 – 682, 1997.
- [2] P. M. Frank, “Analytical and qualitative model-based fault diagnosis a survey and some new results,” *European Journal of Control*, vol. 2, pp. 6–28., 1996.
- [3] R. Isermann, “Fault diagnosis of machine via parameter estimation and knowledge processing,” *Preprints of IFAC/IMACS Symposium SAFEPROCESS91 Baden-Baden, Germany.*, vol. 1, pp. 121–133, 1991.
- [4] M. Basseville and Nikiforov, “Detection of abrupt changes: theory and application.” *Information and System Science, Prentice Hall, New York.*, 1993.
- [5] F. Lin and T. Lin, *Diagnosability of Discrete Event Systems and Its Applications to Circuit Testing*, S. Netherlands, Ed. Department of Electrical and Computer Engineering Wayne State University, Detroit., may 1994, vol. 4, no. 2, para sistemas complejos es mejor utilizar tecnicas de Sistemas de Eventos Discretos.
- [6] C. Petri, “Communication with automata,” Ph.D. dissertation, Applied Data Research Inc Princeton, 1966.
- [7] M. Silva, *Las redes de Petri: en la automtica y la informática*. Editorial AC, 1985.
- [8] T. Murata, “Petri nets: Properties, analysis and applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, no. 4, pp. 541–580, April 1989.
- [9] R. David and H. Alla, *Petri Nets & Grafcet: Tools for modelling discrete event systems*. Prentice Hall, 1992.

- [10] S. Genc. and S. Lafortune, *Distributed Diagnosis of Discrete-Event Systems Using Petri Nets*, S. B. . Heidelberg, Ed., 2003.
- [11] B. Yang., S. Jeong., Y. Oh, and A. C. Tan, “Case-based reasoning system with petri nets for induction motor fault diagnosis,” *Expert Systems with Applications*, vol. 27, pp. 301–311, August 2004.
- [12] C. Ciufudean., A. Graur., C. Filote., and C. Turcu, “A new formalism for failure diagnosis: Ant colony decision petri nets,” *Proceedings of the IEEE International Conference on ARES*, April 2006.
- [13] G. Fortino, L. Nigro, F. Pupo, and W. Russo, “Agent-based distributed execution of coloured petri nets,” 2001.
- [14] L. A. M. Riascos, L. A. Moscato, and P. E. Miyagi, “Detection and treatment of faults in manufacturing systems based on petri nets,” Sept. 01 2004.
- [15] L. Amorim, P. Maciel, M. Nogueira, R. Barreto, and E. Tavares, “Mapping live sequence chart to coloured petri nets for analysis and verification of embedded systems,” *SIGSOFT Softw. Eng. Notes*, vol. 31, no. 3, pp. 1–25, 2006.
- [16] K. Jensen, *Coloured Petri Nets 1: Basic Concepts, Analysis Methods and Practical Use*, ser. EATCS Monographs on Theoretical Computer Science. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1992.
- [17] L. M. Kristensen, J. B. Jorgensen, and K. Jensen, “Application of coloured petri nets in system development,” in *Lectures on Concurrency and Petri Nets, Advances in Petri Nets (4th ACPN’03)*, ser. Lecture Notes in Computer Science (LNCS), J. Desel, W. Reisig, and G. Rozenberg, Eds. Eichstatt, Germany: Springer-Verlag (New York), Sept. 2003, selected revised paper 2004, vol. 3098, pp. 626–685.
- [18] C. H. Kuo and H. P. Huang, “Failure modeling and process monitoring for flexible manufacturing systems using colored timed petri nets,” *Robotics and Automation, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 3, pp. 301–312, Jun 2000.
- [19] A. S. Staines, “A compact cpn representation for embedded and control systems fault diagnosis and recovery,” in *SEPADS’09: Proceedings of the 8th WSEAS International Conference on Software*

- engineering, parallel and distributed systems*. Stevens Point, Wisconsin, USA: World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS), 2009, pp. 78–83.
- [20] L. Rodríguez., E. García., F. Morant., A. Correcher., and E. Quiles, “Hybrid latent nesting method: A fault diagnosis case study in the wind turbine subsets,” in *Advanced Intelligent Mechatronics (AIM), 2011 IEEE/ASME International Conference on*, July 2011, pp. 566–571.
- [21] I. Demongodin and N. Koussoulas, “Differential petri nets: Representing continuous systems in a discrete event world,” *IEEE transactions on Automatic Control.*, vol. 38, no. 4, pp. 573–579, 1998.
- [22] M. Silva and L. Recalde, “Petri nets and integrality relaxations: A view of continuous petri net models,” *Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, IEEE Transactions on*, vol. 32, no. 4, pp. 314–327, Nov. 2002.
- [23] —, “On fluidification of petri nets: from discrete to hybrid and continuous models,” *Annual Reviews in Control*, vol. 28, no. 2, pp. 253–266, 2004.
- [24] L. Ghomri and H. Alla, “Modeling and analysis using hybrid petri nets,” *CoRR*, 2007, informal publication.
- [25] F. Balduzzi, A. Giua, and C. Seatzu., “Modelling manufacturing systems with first-order hybrid petri nets,” *International Journal of Production Research, Special Issue on Modeling*, vol. 39, no. 2, 2001.
- [26] R. David and H. Alla, *Discrete, Continuous, and Hybrid Petri Nets*, Springer, Ed., 2005.
- [27] P. J. Ramadge and W. M. Wonham, “Modular feedback logic for discrete event systems,” *SIAM J. Control Optim.*, vol. 25, no. 5, pp. 1202–1218, 1987.
- [28] N. Viswanadham and T. Johnson, “Fault detection and diagnosis of automated manufacturing systems,” *Decision and Control, 1988., Proceedings of the 27th IEEE Conference on*, pp. 2301–2306 vol.3, Dec 1988.
- [29] M. Sampath, R. Sengupta, S. Lafortune, K. Sinnamohideen, and D. Teneketzis, “Diagnosability of discrete event systems,” *IEEE*

- Transactions on Automatic Control*, vol. 40, no. 9, pp. 1555–1575, Sept. 1995.
- [30] E. García, “Descomposición modular de diagnosticadores de fallos basados en modelos de eventos discretos,” Ph.D. dissertation, Universidad Politécnica de Valencia, 2000.
- [31] J. Gertler, *Fault detection and Diagnosis in Engineering Systems*. Marcel Dekker, Inc., 1998.
- [32] E. A. García and P. M. Frank, “Deterministic nonlinear observer-based approaches to fault diagnosis: A survey,” *Control Engineering Practice*, vol. 5, no. 5, pp. 663 – 670, 1997.
- [33] S. G. Tzafestas and K. Watanabe, “Modern approaches to system/sensor fault detection and diagnosis,” *Journal A*, vol. 31(4), pp. 42–57, 1990.
- [34] R. Isermann, “Supervision, fault-detection and fault-diagnosis methods – an introduction,” *Control Engineering Practice*, vol. 5, no. 5, pp. 639 – 652, 1997.
- [35] J. Lunze, “Diagnosis of quantised systems.” *Proceedings of the 4th IFAC Symposium SAFEPROCESS. Budapest, Hungary.*, pp. 28–39, 2000.
- [36] K. D. Forbus, “Qualitative process theory,” *Artificial Intelligence*, vol. 24, no. 1–3, pp. 85–168, 1984.
- [37] J. de Kleer and J. S. Brown, “A qualitative physics based on confluences,” *Artificial Intelligence*, vol. 24, pp. 7–84, 1984.
- [38] N. Ulerich and G. Powers, “On-line hazard aversion and fault diagnosis in chemical processes,” *IEEE Trans. Reliability*, vol. 37, pp. 171–177, 1988.
- [39] S. Michael, *Fault Tree Handbook with Aerospace Applications*. NASA Office of Safety and Mission Assurance NASA Headquarters Washington, DC 20546, August, 2002, vol. 1.1.
- [40] R. J. Patton, C. J. Lopez-Toribio, and F. J. Uppal, “Artificial intelligence approaches to fault diagnosis for dynamic systems.” *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*, vol. 9(3), pp. 471–518, 1999.



- [41] Y. Maki and K. Loparo, "A neural-network approach to fault detection and diagnosis in industrial processes," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 5, no. 6, pp. 529–541, Nov 1997.
- [42] J. E. Jackson, "A users guide to principal components," *New York: Wiley-Interscience*, 1991.
- [43] J. T.-Y. Cheung and G. Stephanopoulos, "Representation of process trends – part I. A formal representation framework," *Computers and Chemical Engineering*, vol. 14, no. 4/5, pp. 495–510, 1990.
- [44] S. Leonhardt and M. Ayoubi, "Methods of fault diagnosis," *Control Engineering Practice* 5, p. 683–692, 1997.
- [45] E. García and F. Morant, "Modular fault diagnosis based on discrete event systems for a mixer chemical process," *Emerging Technologies and Factory Automation, 1999. Proceedings. ETFA '99. 1999 7th IEEE International Conference on*, vol. 2, pp. 1123–1130 vol.2, 1999.
- [46] A. Ramirez-Trevino, E. Ruiz-Beltran, I. Rivera-Rangel, and E. Lopez-Mellado, "Online fault diagnosis of discrete event systems. a petri net-based approach," *Automation Science and Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 4, no. 1, pp. 31–39, Jan. 2007.
- [47] P. J. Ramadge and W. M. Wonham, "Modular feedback logic for discrete event systems," Systems Control Group, Dept. of Electl. Engrg., Univ. of Toronto, Canada, Tech. Rep. # 8614, 1985.
- [48] F. Xue and L. Yan, "Formal approach to fault diagnosis in distributed discrete event systems with OBDD," *ISSE*, vol. 3, no. 4, pp. 259–267, 2007.
- [49] T. Liu and S. Chiou, "The application of petri nets to failure analysis," *Reliability Engineering and System Safety*, vol. 57, pp. 129–142(14), August 1997.
- [50] K. Lo, H. Ng, D. Grant, and J. Trecat, "Power systems fault diagnosis using petri nets," *IEEE Trans. Reliability proceedings. Generation, transmission and distribution ISSN 1350-2360*, vol. 144, pp. 231–236, 1997.

- [51] ———, “Extended petri net models for fault diagnosis for substation automation,” *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, vol. 146, no. 3, pp. 229–234, May 1999.
- [52] E. Kiliç, Ç. Karasu, and K. Leblebicioglu, “Fault diagnosis with dynamic fuzzy discrete event system approach,” in *TAINN*, ser. Lecture Notes in Computer Science, F. A. Savaci, Ed., vol. 3949. Springer, 2005, pp. 117–124.
- [53] C. Ciufudean, A. Graur, C. Filote, and C. Turcu, “A new formalism for failure diagnosis: Ant colony decision petri nets,” vol. 2, no. 1, 2007, pp. 39–46.
- [54] A. Grastien, Anbulagan, J. Rintanen, and E. Kelareva, “Diagnosis of discrete-event systems using satisfiability algorithms,” in *AAAI*. AAAI Press, 2007, pp. 305–310.
- [55] E. Kasturia, F. DiCesare, and A. Desrochers, “Real time control of multilevel manufacturing systems using colored petri nets,” *Robotics and Automation, 1988. Proceedings., 1988 IEEE International Conference on*, pp. 1114–1119 vol.2, Apr 1988.
- [56] C. H. Kuo and H. P. Huang, “Colored timed petri net based statistical process control and fault diagnosis to flexible manufacturing systems,” *Robotics and Automation, 1997. Proceedings., 1997 IEEE International Conference on*, vol. 4, pp. 2741–2746 vol.4, Apr 1997.
- [57] B. Berthomiei and M. Diaz, “Modeling and verification of time dependent systems using time petri nets,” *IEEE Transaction on Software Engineering*, vol. 17, no. 3, Mar. 1991, redes de petri temporizadas.
- [58] G. Florin, C. Fraize, and S. Natkin, “Stochastic petri nets: Properties, applications and tools.” *Microelectronics and Reliability*, vol. 31, no. 4, pp. 669–697, 1991, redes de petri estocasticas.
- [59] C.-Y. Kan and X. He, “A method for constructing algebraic Petri nets,” *The Journal of Systems and Software*, vol. 35, no. 1, Oct. 1996.
- [60] W. Pedrycz and F. Gomide, “A generalized fuzzy petri net model,” *IEEE-FS*, vol. 2, pp. 295–301, Nov. 1994.
- [61] E. Garcia, *Automatización de Procesos Industriales*, ser. ISBN 970-15-0658-8, U. P. de Valencia, Ed. Alfaomega, 2000.

- [62] K. Jensen, “Coloured petri nets and the invariant-method,” *Theoretical Computer Science*, vol. 14, pp. 317–336, 1981.
- [63] —, *Coloured Petri Nets: Basic Concepts, Analysis Methods and Practical Use, vol. 2*, ser. EATCS Monographs on Theoretical Computer Science. Berlin, Germany / Heidelberg, Germany / London, UK / etc.: Springer Verlag, 1995.
- [64] —, *Coloured Petri Nets: Basic Concepts, Analysis Methods, and Practical Use*, ser. Monographs in Theoretical Computer Science, EATCS. New York: Springer-Verlag, 1997, vol. 3.
- [65] H. Genrich and K. Lautenbach, “The analysis of distributed systems by means of predicate/transition-nets,” in *Semantics of Concurrent Compilation*, ser. Lecture Notes in Computer Science, G. Kahn, Ed., vol. 70. Springer-Verlag, Berlin, 1979, pp. 123–146.
- [66] G. Davrazos and N. Koussoulas, “A review of stability results for switched and hybrid system.” 9th Mediterranean Conference and Automation MED2001, 2001.
- [67] —, “A general methodology for stability analysis of differential petri nets.” 10th Mediterranean Conference and Automation MED2002, July 9-12 2002.
- [68] J. E. JIvez, “Algebraic techniques for the analysis and control of continuous petri nets,” Ph.D. dissertation, Universidad de Zaragoza, November 2004.
- [69] S. Pettersson and B. Lennartson, “Hybrid modelling focused on hybrid petri nets,” in *2nd European Workshop on Real-time and Hybrid systems*, 1995, pp. 303–309.
- [70] R. Champagnat, P. Esteban, H. Pingaud, and R. Valette, “Petri net based modeling of hybrid systems,” *Computers in Industry*, vol. 36, no. 1-2, pp. 139 – 146, 1998.
- [71] E. García., L. Rodríguez., F. Morant., A. Correcher., E. Quiles., and R. Blasco, “Fault diagnosis with coloured petri nets using latent nestling method,” *Proceedings of ISIE08 Cambridge UK*, June 2008.
- [72] A. Correcher, E. García, F. Morant, R. B. Giménez, and E. Q. Cucarella, “Diagnosis of intermittent fault dynamics,” in *ETFA. IEEE*, 2008, pp. 559–566.

- [73] E. García., L. Rodríguez., F. Morant., A. Correcher., and E. Quiles., “Latent nestling method: A new fault diagnosis methodology for complex systems,” *IECON08, The 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Orlando, Florida, U.S.A.*, November 2008.
- [74] M. Staroswiecki, “A structural view of fault-tolerant estimation,” *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 221, no. 6, pp. 905–914, 1 2007.
- [75] B. Moore, “Principal component analysis in linear systems: Controllability, observability, and model reduction,” *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 26, no. 1, pp. 17–32, Feb 1981, analisis de componentes principales.
- [76] L. Rodríguez., E. García., F. Morant., A. Correcher., and E. Quiles, “Application of latent nestling method using coloured petri nets for the fault diagnosis in the wind turbine subsets,” *Proceedings of ETFA’08, Hamburg, Germany*, September 2008.
- [77] I. Demongodin and N. Koussoulas, “Modelling of hybrid control systems using petri nets,” in *Proceedings of the 3rd International Conference on Automatisation des Processus Mixtes: les Systemes Dynamiques Hybrides*.
- [78] S. Hamaci, J.-L. Boimond, and S. Lahaye, “Modeling and control of hybrid timed event graphs with multipliers using (min, +) algebra,” *Discrete Event Dynamic Systems*, vol. 16, no. 2, 2006.
- [79] M. Uzam and W. M. Wonham, “A hybrid approach to supervisory control of discrete event systems coupling RW supervisors to petri nets.” *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 28, 7 - 8, 2006, pp. 747–760, Apr. 2006.
- [80] E. García., A. Correcher., F. Morant., E. Quiles, and R. Blasco., “Centralized modular diagnosis and the phenomenon of coupling,” *Discrete Event Dynamic Systems*, vol. 16, no. 3, pp. 311–326, 2006.
- [81] L. Rodríguez., E. García., F. Morant., A. Correcher., E. Quiles, and V. Fluix, “Aplicación del método de anidamiento latente de fallos usando redes de petri coloreadas para el diagnóstico de fallos en el sistema de refrigeración y lubricación de un aerogenerador,” *XXIX Jornadas de Automtica, Tarragona, Espaa*, Septiembre 2008.

- [82] ———, “Método de anidamiento latente de fallos usando (rdpc) aplicado a los subsistemas de un aerogenerador,” *XIII Congreso Latinoamericano de Control Automático / VI Congreso Venezolano de Automatización y Control*, Mrida, Venezuela, Noviembre 2008.
- [83] M. A. Breuer and A. D. Friedman, *Diagnosis a Reliable Design of Digital Systems*. Computer Science Press., 1977.
- [84] R. Anderson and S. Aylward, “Lab testing of neural networks for improved aircraft onboard-diagnostics on flight-ready hardware,” in *Reliability and Maintainability Symposium, 1993. Proceedings., Annual*, jan 1993, pp. 404–410.
- [85] E. Rothmann, J. B. Dugan, K. S. Trivedi, N. Mittal, and S. J. Bavuso, “Hirel: Hybrid automated reliability predictor (HARP) integrated reliability tool system (version 7.0) HARP tutorial, NASA TP-3452, Vol. 2,” 1994.
- [86] B. Sorensen, G. Kelly, A. Sajecki, and P. Sorensen, “An analyzer for detecting intermittent faults in electronic devices,” in *AUTOTESTCON '94. IEEE Systems Readiness Technology Conference. 'Cost Effective Support Into the Next Century', Conference Proceedings.*, sep 1994, pp. 417–421.
- [87] C. M. J. Maul and J. Swingler, “On the nature of intermittences in electrical contacts, stockholm, sweden,” June 2000.
- [88] B. Sun, “Effects of electric contact failure on signal transmission in unmatched circuits,” in *Electrical Contacts, 2001. Proceedings of the Forty-Seventh IEEE Holm Conference on*, 2001, pp. 186–191.
- [89] J. Celaya., B. S. K. Goebel., and P. Wysocki, “Prognostics for electronics components of avionics systems.” IEEE Aerospace conference, November 2008.
- [90] J. Aguayo, “Diagnóstico de fallas en us sistema motor-convertidor a travs del comportamiento de los dispositivo semiconductores de potencia,” Ph.D. dissertation, CENIDET, October 2004.
- [91] H. Qi, S. Ganesan, and M. G. Pecht, “No-fault-found and intermittent failures in electronic products,” *Microelectronics Reliability*, vol. 48, no. 5, pp. 663–674, 2008.
- [92] M. Rashid, *Power Electronics Handbook*. Academic Press Series in Engineering, 2001.

- [93] J. Aguayo, “Análisis comparativo de transistores igbt tipo npt y pt en diferentes modos de conmutación,” Master’s thesis, CENIDET, April 2000.
- [94] P. Aloisi, “failure diagnosis in medium power semiconductors.” 4th European Conference on Power Electronics an Applications, September 1991, pp. pp. 3.17–3.19.
- [95] G. G. P. Venet and G. Rojat, “Identification of significant parameters relative to failure during operation of a switch-mode power supply application to preventive diagnostic,” vol. 3. EPE’91, 1991, pp. 112–116.
- [96] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, “Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using ai techniques,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 5, pp. 994 –1004, oct 2000.
- [97] W. Thomson and M. Fenger, “Current signature analysis to detect induction motor faults,” *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 7, no. 4, pp. 26 –34, jul/aug 2001.
- [98] NASA, *RCM GUIDE Reliability-Centered Maintenance Guide For Facilities and Collateral Equipment*, N. Aeronautics and S. A. NASA, Eds., September 2008.
- [99] A. Maouad, A. Hoffmann, A. Khoury, and J.-P. Charles, “Characterization of high-density current stressed igbts and simulation with an adapted spice sub-circuit,” *Microelectronics Reliability*, vol. 40, no. 6, pp. 973 – 979, 2000.
- [100] C.-C. Shen, J. Kefner, A.R., D. Berning, and J. Bernstein, “Failure dynamics of the igbt during turn-off for unclamped inductive loading conditions,” in *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*, vol. 2, oct 1998, pp. 831 –839 vol.2.
- [101] M. Rodríguez, A. Claudio, D. Theilliol, and L. Velan, “A new fault detection technique for igbt based on gate voltage monitoring,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, june 2007, pp. 1001 –1005.
- [102] A. Ginart, M. Roemer, P. Kalgren, and K. Goebel, “Modeling aging effects of igbts in power drives by ringing characterization,” in *Prognostics and Health Management, 2008. PHM 2008. International Conference on*, oct. 2008, pp. 1 –7.

- [103] N. Patil, D. Das, K. Goebel, and M. Pecht, "Failure precursors for insulated gate bipolar transistors (igbts)," *IET Seminar Digests*, vol. 2008, no. 2, pp. 107–112, 2008.
- [104] G. Sonnenfeld, K. Goebel, and J. Celaya, "An agile accelerated aging, characterization and scenario simulation system for gate controlled power transistors," in *AUTOTESTCON, 2008 IEEE*, sept. 2008, pp. 208–215.
- [105] A. Correcher, "Intermittent fault diagnosis in industrial process based on discrete event models." Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de València, 2005.
- [106] L. M. Leemis, *Reliability: Probabilistic Models and Statistical Methods*. Prentice Hall, 1995.
- [107] J. Dodge and J. Hess, "Igbt tutorial," Advanced Power Technology, 405 S.W. Columbia Street Bend, OR 97702, Tech. Rep. APT0201, July 2002.
- [108] D. Goodman, "Prognostic methodology for deep submicron semiconductor failure modes," *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 1, pp. 109–111, mar 2001.
- [109] A. Morozumi, K. Yamada, T. Miyasaka, S. Sumi, and Y. Seki, "Reliability of power cycling for igbt power semiconductor modules," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 3, pp. 665–671, may-june 2003.
- [110] J. Celaya., A. Saxena., P. Wsocki, S. Saha., and K. Goebel., "Towards prognostics of power mosfets: accelerated aging and precursors of failure," in *Annual Conference of the Prognostics and Health Management Society 2010*, 2010.
- [111] G. Ceglia., V. Guzm., M. Gimnez., and J. Walter., "Circuito de manejo de compuerta de bajo costo para mosfet e igbt," *IEEE LATIN AMERICA TRANSACTIONS*, vol. 3, no. 4, pp. 332–338, October 2005.
- [112] H. Packard, *2.0 Amp Gate Drive Optocoupler with Integrated (VCE) Desaturation Detection and Fault Status Feedback*, 1999.
- [113] M. Walzak, R. Davidson, and M. Biesinger, "The use of xps, ftir, sem/edx, contact angle, and afm in the characterization of coatings," *Journal of Materials Engineering and Performance*, vol. 7, pp. 317–323, 1998.

- [114] Y. W. Guozhong Cao, *Nanostructures and nanomaterials: synthesis, properties, and applications.*, 2nd ed., W. Scientific, Ed. World scientific publishing Co. Pte.Ltd, 2004.