



U

P

T

“MODELADO, ESTIMACIÓN, SINTONIZACIÓN Y DISEÑO DE MSIP CON PRESENCIA DE GRIETA MEDIANTE COMPUTACIÓN EVOLUTIVA”

Tesis que presenta

ABRAHAM MANILLA GARCÍA

Para obtener el grado de:

DOCTOR EN OPTOMECASTRÓNICA

Director de Tesis:

Dr. Iván de Jesús Rivas Cambero

Tulancingo de Bravo, Hidalgo

ENERO 2020

©UPT 2020

Derechos reservados

El autor otorga a UPT el permiso de reproducir y distribuir copias de esta tesis en su totalidad o en partes.





U

P

T

**“MODELADO, ESTIMACIÓN, SINTONIZACIÓN Y
DISEÑO DE MSIP CON PRESENCIA DE GRIETA
MEDIANTE COMPUTACIÓN EVOLUTIVA”**

**Tesis de Doctorado
Optomecatrónica**

Por:

ABRAHAM MANILLA GARCÍA

Ingeniero Industrial

Universidad Politécnica de Tulancingo 2016-2019

Director de Tesis:

Dr. Iván Rivas Cambero

Tulancingo de Bravo, Hidalgo, Enero 2020



Contenido

Índice.....i

1. Estructura del proyecto de investigación

1.1. Introducción.....	1
1.2. Marco referencial.....	1
1.2.1. Consumo de energía.....	1
1.2.2. Motores eléctricos.....	6
1.2.3. Comparación entre motores síncronos y de inducción.....	7
1.2.4. Motores síncronos.....	7
1.2.5. Motor Síncrono de Imanes Permanentes (MSIP).....	8
1.2.6. Imanes permanentes.....	10
1.2.7. Problemas debido a dinámicas no lineales en MSIP.....	11
1.2.8. Análisis de daño en MSIP.....	11
1.2.9. Tendencias en desarrollo e investigación de MSIP.....	13
1.2.10. Sector industrial y manufacturero: tendencias de mercado del MSIP.....	13
1.3. Planteamiento del problema.....	14
1.4. Objetivos.....	14
1.4.1. Objetivo general.....	14
1.4.2. Objetivos específicos.....	14
1.5. Hipótesis.....	15
1.6. Justificación.....	15
1.7. Delimitación y alcance.....	16
1.7.1. Alcances.....	16
1.7.2. Limitaciones.....	16
1.8. Aportaciones.....	16
1.9. Estructura del proyecto.....	16
1.10. Conclusiones.....	17
1.11. Referencias.....	18

2. Diseño del MSIP

2.1. Introducción.....	20
2.2. Proceso de diseño del MSIP.....	20
2.3. Parámetros dimensionales del MSIP.....	22
2.4. Dimensiones primarias del núcleo del estator.....	25
2.5. Dimensiones secundarias de diseño del estator.....	29
2.6. Dimensiones del rotor.....	35

2.7. Diseño propuesto de dientes del estator y del rotor.....	38
2.8. Diseño propuesto del núcleo del rotor y núcleo del estator.....	39
2.9. Diseño tridimensional.....	40
2.10. Parámetros mecánicos.....	40
2.11. Análisis de rodamientos.....	41
2.11.1. Equilibrio de fuerzas en el rotor.....	42
2.11.2. Momento de rozamiento.....	44
2.11.3. Capacidad dinámica de los cojinetes.....	44
2.11.4. Dimensionamiento del rodamiento.....	45
2.11.5. Duración nominal.....	45
2.12. Determinación de inductancias.....	46
2.12.1. Inductancia de los ejes d y q.....	46
2.12.2. Brecha de aire eficaz.....	47
2.12.3. Cálculo de las inductancias en el plano dq.....	48
2.13. Devanado de la armadura.....	49
2.14. Resultados de diseño.....	50
2.15. Conclusiones.....	52
2.16. Referencias.....	53

3. Modelación del MSIP

3.1. Introducción.....	54
3.2. Principio de funcionamiento.....	54
3.3. Modelado del circuito eléctrico.....	54
3.3.1. Balance de tensión.....	55
3.3.2. Transformación de Clarke-Park.....	57
3.4. Dinámica del ángulo eléctrico y ángulo mecánico.....	59
3.5. Distribución sinusoidal de la FMM.....	60
3.6. Representación fundamental del torque electromagnético.....	62
3.7. Torque electromagnético en el sistema de referencia dq.....	63
3.8. Potencia y voltaje en terminales del MSIP.....	64
3.9. Ecuación de Balance de torque.....	65
3.10. Dinámica de la fractura en el eje del MSIP.....	65
3.11. Mecanismo de fatiga del eje del rotor del MSIP.....	67
3.12. Mecanismo de transferencia de calor.....	72
3.12.1. Ecuación de equilibrio térmico.....	73
3.12.2. Ley de Joule.....	74
3.12.3. Ley de enfriamiento de Newton.....	74
3.12.4. Resistencia eléctrica.....	76
3.12.5. Módulo de elasticidad.....	76
3.13. Desbalance en el eje del rotor del MSIP.....	77

3.13.1. Modelo de rotor del MSIP con presencia de fisura.....	79
3.13.2. Mecanismo de variación de inductancias.....	81
3.14. Análisis de torsión.....	82
3.15. Modelo de fricción debido a rodamientos en el eje del rotor.....	83
3.15.1. Calor disipado por el rodamiento.....	86
3.16. Tensiones e intensidades en el estator.....	86
3.17. Energía cinética y de almacenamiento del MSIP.....	87
3.18. Conclusiones.....	88
3.19. Referencias.....	88

4. Análisis Dinámico del MSIP

4.1. Introducción.....	90
4.1.1. Motivación.....	91
4.1.2. Características de sistemas lineales – no lineales.....	91
4.1.3. Restricciones del modelo de estudio.....	92
4.2. Ecuaciones de referencia del MSIP.....	94
4.3. Determinación de puntos de equilibrio.....	94
4.4. Aproximación lineal del modelo del MSIP.....	97
4.4.1. Respuesta libre del modelo del MSIP.....	98
4.4.2. Respuesta forzada del modelo del MSIP.....	99
4.4.3. Estimador de estados del MSIP.....	100
4.5. Análisis de Estabilidad del modelo del MSIP.....	105
4.5.1. Linealización y estabilidad local.....	106
4.5.2. Análisis de valores propios del modelo lineal del MSIP.....	107
4.5.3. Plano de fase del modelo lineal del MSIP.....	108
4.5.4. Comportamiento local del Sistema no lineal del modelo del MSIP.....	109
4.5.5. Ciclos limites en el sistema no lineal del MSIP.....	110
4.5.6. Diagramas de fase del sistema no lineal del MSIP.....	111
4.6. Método directo de estabilidad de Lyapunov aplicado al modelo del MSIP.....	112
4.7. Análisis del modelo de referencia lineal del MSIP.....	117
4.7.1. Estructura de regulación propuesta para el sistema lineal.....	117
4.7.2. Comportamiento deseado del error de las variables de estado del MSIP.....	118
4.7.3. Estructura del regulador PID para la corriente i_d	119
4.7.4. Sintonización ante una entrada tipo escalón para la corriente i_d	119
4.7.5. Error en estado estacionario del sistema regulado.....	121
4.7.6. Estabilidad del sistema regulado.....	123
4.7.7. Estructura del regulador en variables de estado i_q, ω_r	123
4.7.8. Controlabilidad del modelo lineal del MSIP.....	124
4.7.9. Sintonización ante una entrada tipo escalón para los estados i_d, ω_r	125
4.7.10. Respuesta del sistema de regulación lineal aplicado al MSIP.....	128
4.8. Conclusiones.....	129

4.9. Referencias.....129

5. Control del MSIP: evolutivo y adaptativo y robusto

5.1. Introducción.....131

5.2. Propuesta de regulación basada en computación evolutiva.....131

 5.2.1. Esquema de regulación no lineal del MSIP.....133

 5.2.2. Modelo de regulación del MSIP de estudio.....134

5.3. Método de regulación mediante Algoritmos Genéticos (AG).....135

 5.3.1. Población inicial.....137

 5.3.2. Evaluación.....137

 5.3.3. Selección.....137

 5.3.4. Operación de cruce.....138

 5.3.5. Operación de mutación.....138

5.4. Método de regulación mediante Evolución Diferencial (ED).....139

 5.4.1. Población inicial.....140

 5.4.2. Operación de mutación.....140

 5.4.3. Operación de cruce.....140

 5.4.4. Operación de selección.....141

5.5. Método de regulación mediante Optimización por Enjambre de Partículas (PSO)..... 141

5.6. Análisis de sensibilidad aplicado a las ganancias.....143

 5.6.1. Dominios de definición de búsqueda.....144

5.7. Resultados de búsqueda mediante algoritmos evolutivos.....147

 5.7.1. Análisis de sintonización mediante AG.....148

 5.7.2. Análisis de sintonización mediante ED.....149

 5.7.3. Análisis de sintonización basado en PSO.....151

 5.7.4. Análisis de robustez del espacio de búsqueda.....153

5.8. Análisis de comportamiento de algoritmos.....156

 5.8.1. Sensibilidad del algoritmo AG respecto a la velocidad deseada.....157

 5.8.2. Sensibilidad del algoritmo ED respecto a la velocidad deseada.....157

 5.8.3. Sensibilidad del algoritmo PSO respecto a la velocidad deseada.....158

 5.8.4. Tiempo de computo promedio de los algoritmos.....159

 5.8.5. Sensibilidad del algoritmo AG frente a disminución de individuos.....161

 5.8.6. Sensibilidad del algoritmo ED frente a disminución de individuos.....161

 5.8.7. Sensibilidad del algoritmo PSO frente a disminución de individuos.....162

 5.8.8. Sensibilidad del algoritmo AG ante disminución de iteraciones.....162

 5.8.9. Sensibilidad del algoritmo PSO ante disminución de iteraciones.....163

 5.8.10. Sensibilidad del algoritmo ED ante disminución de iteraciones.....163

 5.8.11. Análisis de tasa de mutación.....164

5.9. Conclusiones.....164

5.10. Referencias.....165

6. Análisis de predictivo de daño

6.1. Introducción.....	166
6.2. Análisis de daño.....	166
6.2.1. Propuesta de pronóstico del daño aplicado al MSIP.....	167
6.2.2. Proceso de solución de pronóstico de daño.....	168
6.2.3. Monitoreo en línea.....	169
6.3. Análisis de pronóstico de daño acumulativo.....	170
6.3.1. Modelo de daño propuesto para el MSIP.....	170
6.3.2. Análisis predictivo de propagación de grietas.....	173
6.3.3. Análisis predictivo de falla por fatiga.....	175
6.3.4. Análisis de predicción de propagación de calor en el MSIP.....	179
6.3.5. Análisis de predicción de desbalance en el eje del rotor.....	180
6.4. Modelo de estimador de fallas basado en algoritmos genéticos.....	183
6.4.1. Propuesta de algoritmo de estimación de fallas.....	183
6.4.2. Medición de parámetros del MSIP.....	185
6.4.3. Procesamiento de parámetros del MSIP.....	186
6.4.4. Estrategia de sintonización lineal del MSIP.....	187
6.4.5. Estimador del par de carga.....	191
6.4.6. Búsqueda y optimización mediante AG.....	192
6.4.7. Modelo predictivo de grieta.....	193
6.4.8. Estimación de parámetros.....	197
6.4.9. Pronóstico de crecimiento de grieta.....	201
6.5. Conclusiones.....	204
6.6. Referencias.....	205

7. Evaluación y Análisis de investigación

7.1. Introducción.....	207
7.2. Impactos.....	207
7.3. Evaluación del proyecto.....	207
7.4. Conclusiones y recomendaciones.....	209
7.5. Posibles temas a desarrollar.....	210

Anexos

Anexo 1: Modelo del MSIP respuesta libre.....	211
Anexo 2: Modelo lineal-no lineal del MSIP.....	212
Anexo 3: Modelo con control con estimador no lineal del MSIP.....	214
Anexo 4: Modelo del MSIP con acoplamiento de fisura.....	215
Anexo 5: Solución del modelo del MSIP.....	217
Anexo 6: Modelo del MSIP para regulación mediante computación evolutiva.....	218

Anexo 7: Algoritmo de sintonización de ganancias mediante AG.....	221
Anexo 8: Algoritmo de sintonización de ganancias mediante ED.....	226
Anexo 9: Algoritmo de sintonización de ganancias mediante PSO.....	230
Anexo 10: Modelo de estimación del ciclo de vida del MSIP.....	240
Anexo 11: Modelo del MSIP con estimación de desbalance de torque.....	242
Anexo 12: Modelo de estimación de parámetros del MSIP.....	245

1.1.Introducción

En el presente capítulo se presenta la formulación y evaluación del proyecto de investigación a desarrollar, las motivaciones del mismo, el estado actual del sistema a investigar, indicadores de validación y la estructura propuesta a seguir para llevar a cabo la culminación del mismo.

El proyecto a desarrollar en la presente tesis tiene por título:

“Propuesta de herramientas tecnológicas y científicas para la formulación de una metodología de diseño óptimo basado en análisis prospectivo referente a fallas aplicado a maquinas rotativas: Caso de aplicación: Motor Síncrono de Imanes Permanentes (MSIP)”

1.2. Marco referencial

Se inicia la presentación del marco referencial referente al proyecto a desarrollar motivado en un principio sobre el consumo de energía y la distribución de ésta a nivel mundial junto con las tendencias en el consumo y los problemas que representará para las sociedades, a partir del mismo se plantea el motor eléctrico como medio motriz y consumidor de energía eléctrica y posteriormente el MSIP y las bondades del mismo con respecto al consumo de energía eléctrica y las ventajas con respecto al motor de inducción.

1.2.1. consumo de energía

Las reservas energéticas y el consumo de energía a nivel mundial son temas vitales en la cuanto a la independencia y soberanía de una nación. El consumo energético mundial total en 2005 fue de 500 EJ, considerando un 10% de incertidumbre en los datos y tomando en cuenta las distintas fuentes de energía, entre las que destaca el 86,5% correspondiente a la combustión de combustibles fósiles.

Las estadísticas mundiales indican que al menos 26 millones de toneladas equivalentes de petróleo de energía primaria es consumida por día, de los cuales, se utilizan 7.6 millones de toneladas para generar electricidad **[ref]**.

Casi un tercio de todo el consumo de energía está dedicado a la generación de electricidad. El crecimiento en el consumo de energía se estima en 1.5% por año para las próximas décadas **[237]**. La combinación en el consumo en diversas fuentes de energía en el mundo se ilustra en la figura **1.1 a 1.3**, la comparación del consumo de energía mundial por fuentes revela una disminución del papel de la energía basada en el carbón y el petróleo en la escena mundial.

Las estimaciones de los recursos energéticos mundiales son variables, con un total estimado de recursos fósiles de unos 0,4 YJ y combustibles nucleares disponibles que sobrepasan los 2,5 YJ. Las figuras **1.4 a 1.6** ilustran la distribución de estos recursos a nivel mundial.

El rango de los combustibles fósiles se amplía hasta 0,6-3 YJ si las estimaciones de las reservas de hidratos de metano son exactas y si se consigue que su extracción sea técnicamente posible. Debido al Sol principalmente, el mundo tiene también acceso a una energía utilizable que excede los 120 PW (8.000 veces la total utilizada en 2004), o de 3,8 YJ/año, empujando a todos los recursos no renovables.

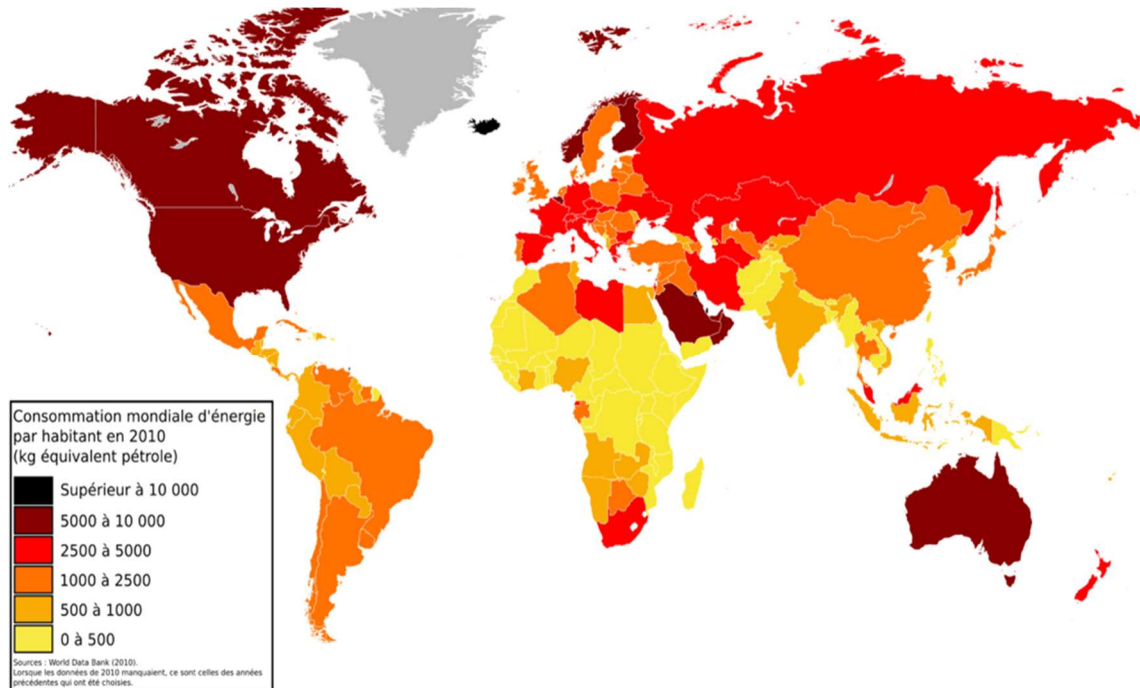
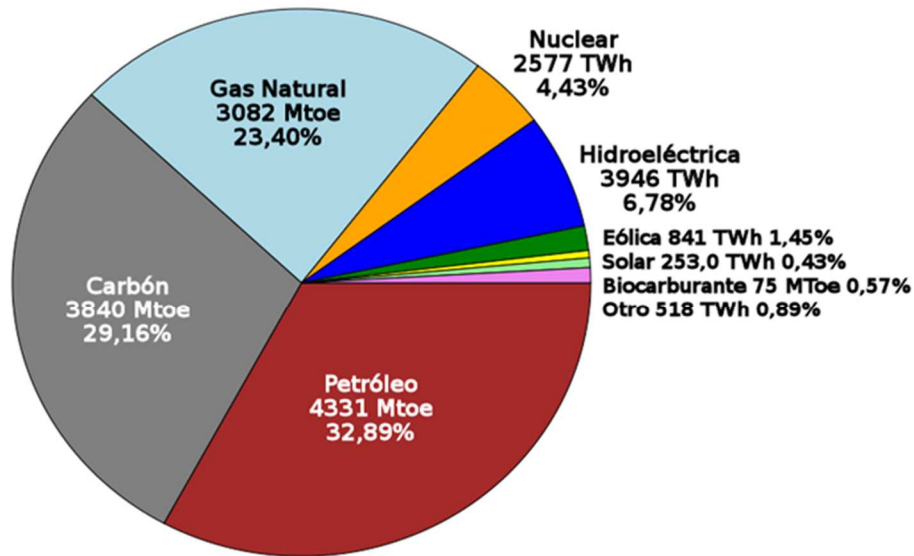


Fig. 1.1. Consumo mundial de energía, 2010 [Ref]



Fósil 85,5% Renovable 10,1%

Fig. 1.2. Consumo de Energía por Fuente (2014)

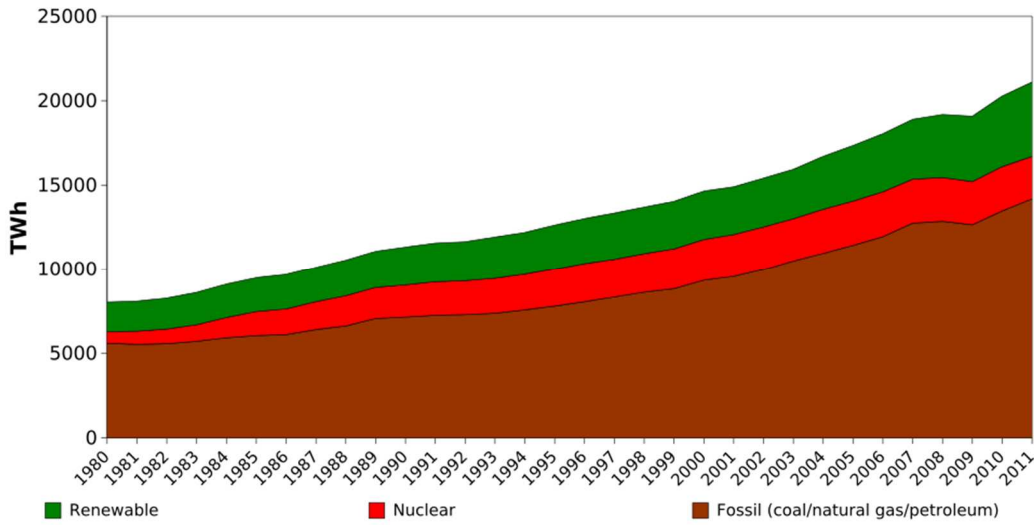


Fig. 1.3. Fuentes primarias de generación de energía eléctrica [Ref]

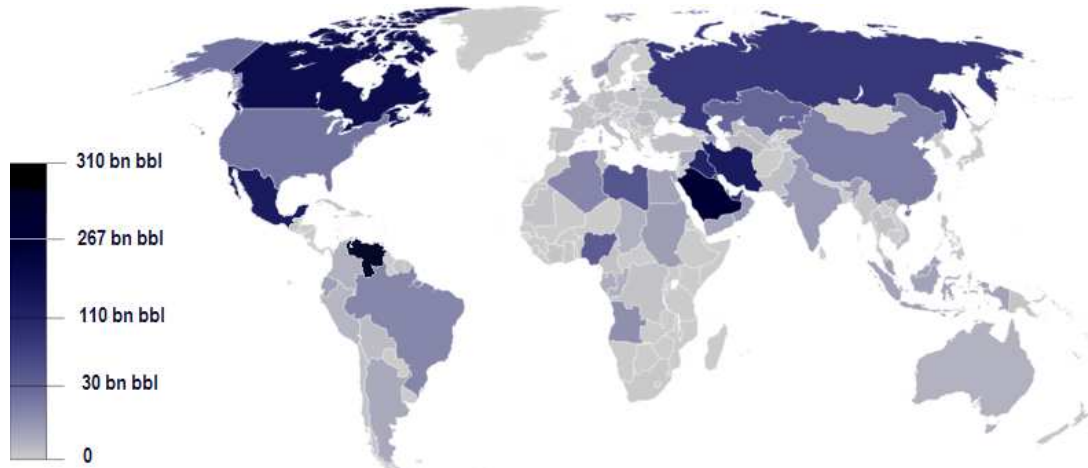


Fig. 1.4. Reservas de petróleo

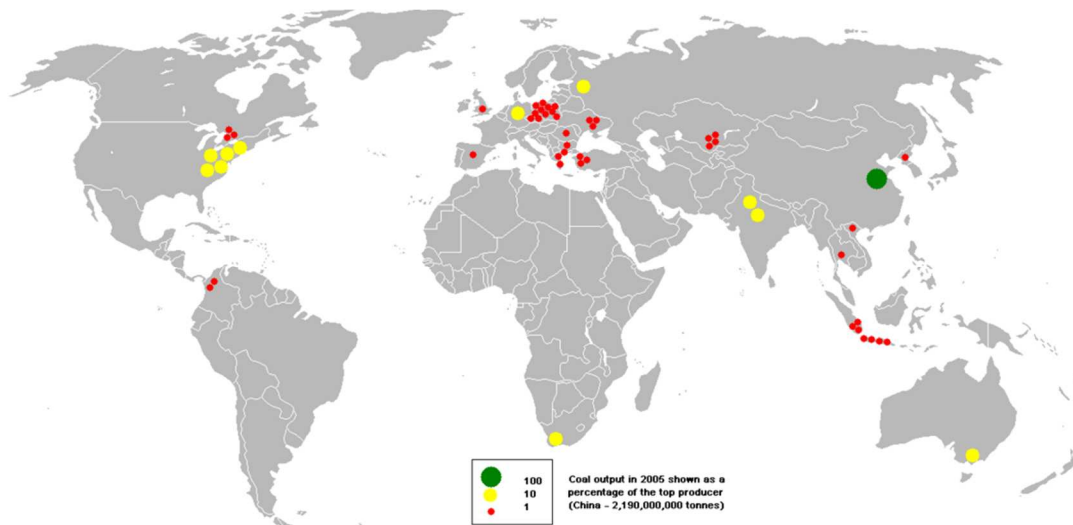


Fig. 1.5. Reservas de Carbón

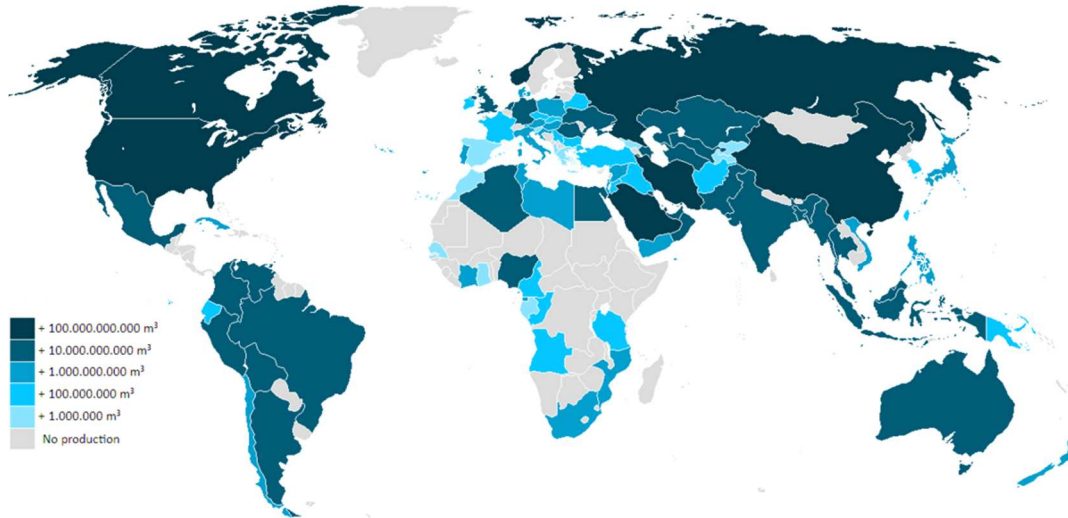


Fig. 1.6. Reservas de Gas

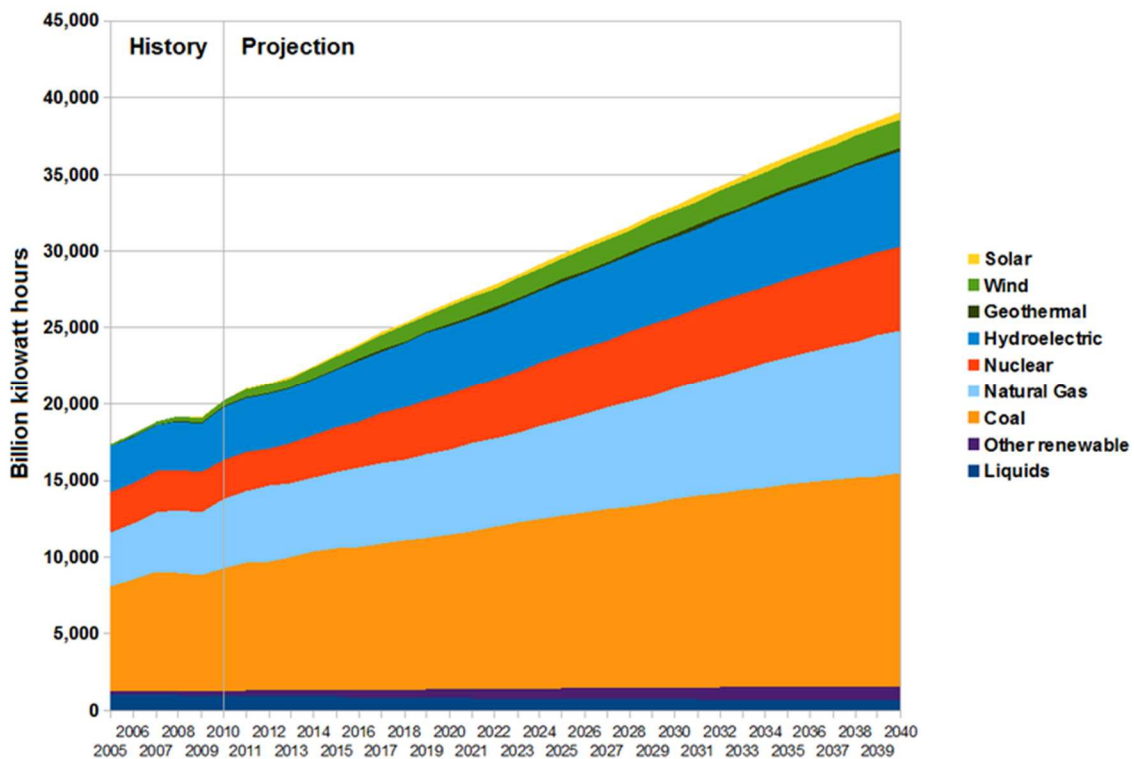


Fig. 1.7. Tendencias futuras en la generación de energía eléctrica

El consumo mundial de electricidad se estima en 12,000 TWh (12 trillones kwh) por año en 1996 y se espera que aumente en 2020 a 22,000 TWh [1.2]. El sector industrial, usa más de 30% de la energía eléctrica. La figura 1.7 ilustra la tendencia en este consumo.

Más del 65% de esta energía eléctrica se consume por accionamientos de motores eléctricos. La cantidad de máquinas eléctricas instaladas puede estimarse sobre la base de su producción

mundial, que equivale a más de cinco mil millones por año en tamaños desde micromotores a grandes maquinas síncronas.

La creciente demanda de energía eléctrica causa una gran preocupación por contaminación ambiental. Las plantas de energía fósil, el combustible nuclear y los vehículos de carretera con motores de combustión son los principales contribuyentes a la contaminación del aire, la lluvia ácida y el efecto invernadero.

La propulsión eléctrica y el ahorro de energía pueden mejorar estos efectos secundarios considerablemente. Por ejemplo, la población de Japón es alrededor del 50% de la de EE. UU. Sin embargo, la emisión de carbono es cuatro veces menor (**Fig. 1.8**). El transporte público masivo en Japón en la red de trenes de larga distancia juega un papel importante en la reducción de las emisiones de carbono.



Fig. 1.8. Intensidad energética

Se ha estimado que, aproximadamente el 20% de la energía eléctrica se puede ahorrar utilizando estrategias de control más eficientes para accionamientos electromecánicos. Esto significa que las máquinas eléctricas tienen una enorme influencia en la reducción del consumo de energía. El consumo de energía eléctrica se puede guardar de una de las siguientes maneras [1.3]:

1. uso de accionamientos de velocidad variable
2. construcción de motores eléctricos con mayor eficiencia

Una reducción al 80% de la velocidad máxima (flujo) dará una potencial reducción de potencia consumo del 50% [1.2].

Un aumento del 3% en la eficiencia del motor puede ahorrar un 2% de la energía utilizada [1.2]. La mayoría de la energía es consumida por motores de inducción trifásicos calificados por debajo de 10 kW. Considere una pequeña inducción de tres fases, cuatro polos, 1.5-kW, 50-H ~ ca ge motor.

La eficiencia de carga total de un motor de este tipo es generalmente del 75%. Por reemplazo este motor con un motor sin escobillas de imanes permanentes (IP) de tierras raras la eficiencia puede ser aumentado a 88%. Esto significa que el motor trifásico sin escobillas IP extrae de la red solo 1704 W en lugar de 2000 W dibujado por los tres motor de inducción de jaula de fase.

El ahorro de energía es de 296 W por motor. Si en un país, por ejemplo, un millón de dichos motores están instalados, la reducción en el poder el consumo será de 296 MW, o puede ser un turboalternador bastante grande desconectado del sistema de potencia. También significa una reducción de CO₂ y NO, emitido a la atmósfera si la energía es generada por calor plantas de energía.

El consumo energético a nivel mundial está creciendo en forma lineal, lo cual implica una demanda mayor de energía con los problemas económicos, sociales y ambientales que ello conlleva. Los MSIP tienen ciertas ventajas constitutivas y económicas que lo hacen idóneo para ser instalado en los diversos mecanismos y sistemas motrices que moldean y dan forma al estilo de vida de las sociedades.

1.2.2. Motores eléctricos

Los motores eléctricos son máquinas dinámicas rotatorias que transforman la energía eléctrica en energía mecánica. La entrada a los motores eléctricos está constituida físicamente por las terminales de conexión y la salida por el eje de rotación, tienen una función opuesta, a grandes rasgos, a los generadores, en el sentido más general, pueden trabajar con corriente continua o alterna, estos últimos monofásicos o polifásicos. También pueden ser síncronos o asíncronos.

Las clases de motores eléctricos que existen se pueden definir atendiendo a su principio de operación y la clase de energía eléctrica que utiliza, aclarando que existen otras características de tipo mecánico que asignan clases o categorías para diversos tipos de servicio. De forma general se pueden clasificar en:

1. Motores de corriente continua, suelen utilizarse cuando se necesita precisión en la velocidad, montacargas, locomoción, etc.
2. Motores de corriente alterna, se usan mucho en la industria, sobre todo, el motor trifásico asíncrono de jaula de ardilla.
3. Motores universales. Son los que pueden funcionar con corriente alterna o continua, se emplean en electrodomésticos.

1.2.3. Comparación entre motores síncronos y de inducción

Los MSIP, en comparación con sus homólogos de inducción, no tienen pérdidas de bobinado de rotor y requieren inversores de línea conmutados sencillos que son más eficientes que los inversores conmutados forzados. La Tabla 1 contiene una comparación de parámetros a tomar en cuenta en la elección de uno u otro tipo.

Tabla 1. Comparación entre características: Motor síncrono/ Motor de inducción

Característica	Motor síncrono	Motor de inducción
Velocidad	Constante, independiente de la carga	Conforme aumenta la carga, la velocidad decrece ligeramente.
Factor de potencia	Es posible llegar a valores del factor de potencia ideal (1)	Varía entre valores de 0.8 a 0.9
Entrehierro	Grande desde una fracción de mm a unos pocos centímetros	Pequeño, generalmente no excede los 3 mm.
Características del parámetro torque/ voltaje	Torque directamente proporcional a la entrada del voltaje. Mejor rendimiento inicial.	Torque directamente proporcional a la entrada del cuadrado del voltaje.
Precio	Alto	Aceptable

1.2.4. Motores síncronos

Gracias al mayor rendimiento, el menor tamaño y la mayor relación de potencia de salida relativa, los motores síncronos pueden sustituir a los motores de inducción en aplicaciones de altas prestaciones. Además, en algunos casos, puede emplearse un motor de par inferior al del motor convencional. Esto conlleva una reducción favorable de la corriente de arranque del motor, lo que resulta en menos problemas en el sistema eléctrico durante el arranque, junto con una reducción de las cargas mecánicas del devanado del motor.

Estas ventajas explican el empleo de estos motores en la más amplia variedad de aplicaciones. Entre las más típicas pueden citarse: trituradoras, molinos y cintas transportadoras en la minería y las canteras; ventiladores, bombas y compresores en la siderurgia; extrusoras en la industria del papel; astilladoras y descortezadoras en la transformación de la madera; bombas en el tratamiento de aguas residuales; compresores y ventiladores de alta capacidad en las industrias química y petroquímica; molinos y trituradoras en las fábricas de cemento; y bombas de inyección de agua en plataformas petrolíferas flotantes.

El mayor rendimiento es el resultado de la mayor capacidad del motor síncrono para convertir energía eléctrica en energía mecánica. Además, el motor síncrono puede construirse con un alto rendimiento en una amplia gama de velocidades, ofreciendo así ahorros de energía significativos con una amplia variedad de cargas. Igualmente, en las aplicaciones de alto par

(trituradoras, extrusoras, etc.), los máximos de par con motores síncronos pueden ser cinco veces mayores que el par nominal.

Otra ventaja del motor síncrono es su mejor estabilidad en aplicaciones con variadores de frecuencia. El motor síncrono con variador de velocidad se recomienda para aplicaciones de alto par, baja velocidad y una amplia gama de regulación de la velocidad.

Los motores síncronos se clasifican según el diseño, la construcción, los materiales y el funcionamiento de su rotor en los cuatro grupos básicos:

1. Motores electromagnéticamente excitados
2. Motores de imanes permanentes
3. Motores de renuencia
4. Motores de histéresis

1.2.5. Motor síncrono de imanes permanentes (MSIP)

Usando datos obtenidos a través de investigación, desarrollo y prueba de campo durante la fase de desarrollo, se plantean las tecnologías de diseño y regulación de los MSIP. Las ventajas del MSIP con respecto a los motores de inducción como el ahorro de energía, la reducción del ruido y un mantenimiento más sencillo son en general las consideraciones a tomar en cuenta en la sustitución de los primeros por los segundos.

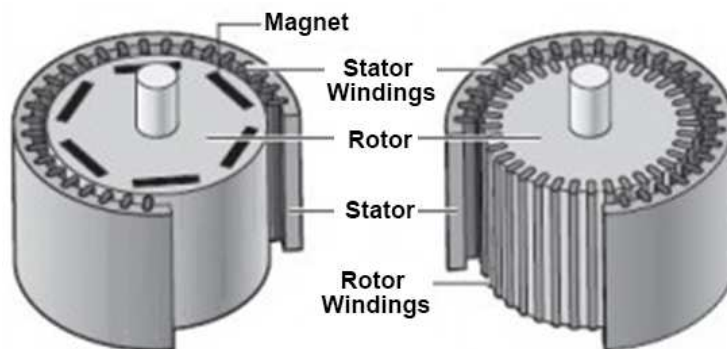


Fig. 1.9. MSIP (izquierda), Motor de inducción (derecha)

Dentro de los parámetros comparados se debe de observar que, en general el MSIP presenta ventajas, con respecto a los motores de inducción en los siguientes parámetros [2]:

1. Eficiencia: Ahorrando más energía, gracias a una alta eficiencia del 97%
2. Mantenimiento: Operaciones de mantenimiento más inteligentes, gracias a la estructura única.
3. Ruido: Reducido en aproximadamente 12 dB en comparación con nuestros motores de tipo autoventilación abiertos convencionales.

La tabla (num) ilustra la comparación entre la elección de un motor de inducción jaula de ardilla y uno basado en imanes permanentes.

Tabla 2. Comparación de pérdidas en potencia: MSIP/ Motor de inducción
Motor de prueba con potencia de 50 KW, 6000 rpm a 200 Hz

Pérdida	MSIP	Motor de inducción jaula de ardilla
Pérdidas en devanado	820 W	1200 W
Pérdidas en amortiguamiento	110 W	710 W
Pérdidas en núcleo	845 W	773 W
Pérdidas debido a armónicos	425 W	522 W
Pérdidas inerciales	365 W	580 W

La figura 1.10 y 1.11 ilustra las pérdidas y ventajas mencionadas en la comparación anterior.

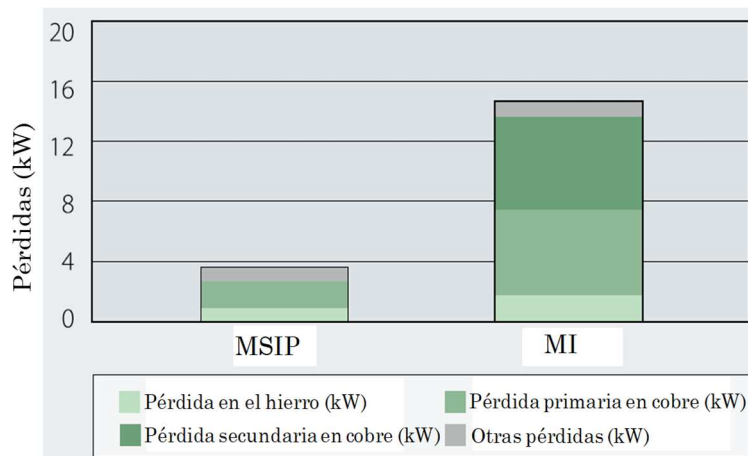


Fig. 1.10. Comparación en pérdidas en potencia

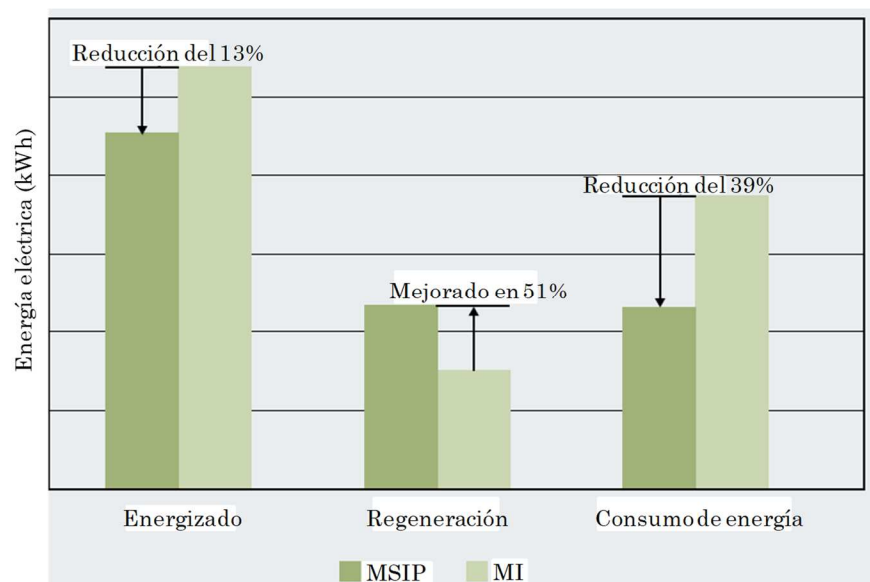


Fig. 1.11. Ventajas de los MSIP respecto a los MI

Los desarrollos recientes en materiales de imanes permanentes fabricados de tierras raras junto al desarrollo en electrónica de potencia han abierto nuevas perspectivas en el diseño, construcción y aplicación de MSIP. La figura 1.12 ilustra los componentes del MSIP.



Fig. 1.12. Estructura constitutiva del MSIP

1.2.6. Imanes permanentes

El uso de imanes permanentes (IP) en la construcción de máquinas eléctricas brinda los siguientes beneficios:

- el sistema de excitación de campo no absorbe energía eléctrica y, por lo tanto, no hay pérdidas de excitación que incrementen sustancialmente la eficiencia.
- mayor par y / o potencia de salida por volumen que cuando se usa excitación electromagnética.
- mejor rendimiento dinámico que los motores con excitación electromagnética (mayor densidad de flujo magnético en el entrehierro)
- simplificación de la construcción y el mantenimiento.
- reducción de precios para algunos tipos de máquinas.

Los primeros sistemas de excitación de IP se aplicaron a máquinas eléctricas como a principios del siglo XIX, por ejemplo, J. Henry (1831), H. Pixii (1832), W. Ritchie (1833), F. Watkins (1835), T. Davenport (1837), M.H. Jacobi (1839) [31].

Por supuesto, el uso de materiales magnéticos duros de muy mala calidad (acero o acero de tungsteno) pronto desaconsejó su uso a favor de sistemas de excitación electromagnético. La invención de Alnico en 1932 revivió la excitación basada en IP; sin embargo, su aplicación se limitó a fracciones de caballos de fuerza y máquinas de conmutador.

Los motores de inducción de jaula han sido los motores eléctricos más populares en el siglo XX. Recientemente, debido al progreso dinámico realizado en el campo de la electrónica de potencia y la tecnología de control, su aplicación a las unidades eléctricas ha aumentado. Su

potencia de salida nominal oscila entre 70 W y 500 kW, y el 75% de ellos funcionan a 1500 rpm. Las principales ventajas de los motores de inducción de jaula son su construcción simple, mantenimiento simple, 110 conmutador o anillos deslizantes, bajo precio y confiabilidad moderada.

Las desventajas son su pequeño espacio de aire, la posibilidad de agrietamiento de las barras del rotor debido a puntos calientes en la obstrucción y la inversión, y una menor eficiencia y factor de potencia que los motores sincrónicos.

1.2.7. Problemas debido a dinámicas no lineales en MSIP

Las características dinámicas de los diversos motores son ampliamente estudiadas con el objetivo de vencer problemas como la puesta en marcha, control de velocidad, calentamiento desgastes y oscilaciones de los mismos. En el estudio de las características dinámicas de los motores, hay muchos problemas adicionales que quedan por abordar, tal como su característica de baja velocidad, conocido como las oscilaciones de baja frecuencia de motores de velocidad controlada. Estos problemas están estrechamente relacionados con el estudio del caos en los sistemas no lineales [3.1-3.2].

Los modelos matemáticos de motores existentes son multivariables, no lineales, y fuertemente acoplados, por lo tanto, estos sistemas pueden exhibir comportamientos complejos. La comprensión y la utilización de las características dinámicas, tales como bifurcaciones y el caos, de sistemas no lineales tienen un impacto importante en la tecnología moderna, la investigación en bifurcación y los fenómenos caóticos del MSIP todavía está detrás de la rápida tendencia evolucionista de las ciencias no lineales y la ingeniería [3.3].

1.2.8. Análisis de daño aplicado al MSIP

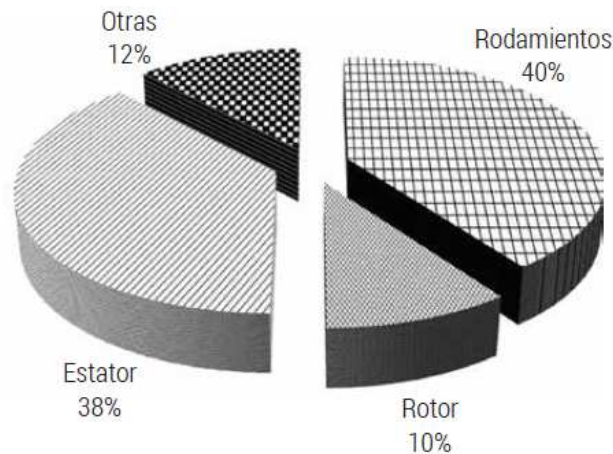
La alta confiabilidad requerida en los procesos industriales ha creado la necesidad de detectar condiciones anormales mientras los procesos están operando. Estas condiciones se llaman fallas y es importante detectarlas y aislarlas en las primeras etapas.

La falla es un término que significa degradación del proceso o degradación en el rendimiento del equipo debido a cambios en las características físicas del proceso, las entradas del proceso o las condiciones ambientales. Una falla en un proceso es considerada como una desviación no admisible que puede ser detectada por una evaluación de señal apropiada.

Las fallas en máquinas eléctricas (ME), en la mayoría de los casos, no se manifiestan de manera intempestiva sino gradualmente. Esto hace posible la detección de muchas fallas antes de que sus consecuencias resulten catastróficas. En las últimas décadas se han desarrollado nuevas técnicas de detección de fallas que permiten obtener diagnósticos más precisos. Las más aplicadas son las que involucran análisis de vibración, análisis espectral de corrientes (MCSA), análisis de dispersión del flujo axial (AF) y las más recientes que

combinan modelos de simulación del comportamiento de las fallas y la aplicación de redes neuronales artificiales (ANN) para identificar fallas.

La figura (num) ilustra los elementos más comunes en presentar fallas en máquinas eléctricas rotativas. Estos han sido clasificados de acuerdo a los componentes principales de una máquina: fallas relacionadas con el estator, con el rotor, con los rodamientos y otras fallas.



Fig

Es conocido que las fallas dependen del tipo de máquina eléctrica, de las condiciones de trabajo donde esté ubicada, así como del ciclo de trabajo al que están sometidas. Dentro de las fallas comunes detectadas en los MSIP se listan:

a) Fallas en los rodamientos

La mayoría de los MSIP usan rodamientos para reducir la fricción entre el eje y la carcasa que sirve de apoyo y facilita su desplazamiento, siendo son una de las causas más comunes de falla. Fallas en el camino interior de rodadura, camino exterior de rodadura o en los elementos rodantes, producirá componentes de frecuencia de vibración únicas en las mediciones de la máquina y otras señales. Bajo condiciones normales de funcionamiento, los rodamientos fallan por desgaste o fatiga, cuando comienzan a fallar se incrementan las vibraciones de las máquinas y los niveles de ruido acústico aumentan. Estas frecuencias de falla de rodamientos están en función de la geometría de los rodamientos y la velocidad de marcha. Aunque aproximadamente el 40% de las fallas de las ME están relacionadas con los rodamientos, estas pueden llegar a confundirse con asimetrías rotóricas.

b) Fallas en el estator o armadura

El devanado del estator consta de bobinas de alambre de cobre aislado distribuidas en ranuras alrededor de la superficie del estator. Las fallas en el devanado del estator son a menudo causadas por fallas en el aislamiento entre dos espiras adyacentes en una bobina. Esto es llamado una falla entre vuelta-vuelta o cortocircuito en el devanado. Las corrientes inducidas

resultantes producen calentamiento adicional y causan un desequilibrio en el campo magnético de la máquina. Se pueden dañar las máquinas debido al sobrecalentamiento de los sistemas de aislamiento, por lo que se pueden instalar en el estator sensores de temperatura en posiciones estratégicas.

c) Fallas relacionadas con la excentricidad

La excentricidad se produce cuando el rotor no está centrado dentro del estator, produciendo un entrehierro no uniforme. Esto puede ser causado por defectos en los baleros o rodamientos o fallas de fabricación, así como defectos de fatiga. La variación en el entrehierro distorsiona la distribución del campo magnético dentro del motor y esto produce unas fuerzas radiales desbalanceadas en el rotor en la dirección de este pequeño entrehierro. Este tipo de defecto es llamado “esfuerzos magnéticos desbalanceado”, resultando con esto un daño en la máquina.

1.2.9. Tendencias en desarrollo e investigación de MSIP

Se parte del estudio en el desarrollo e investigación de MSIP con base en el informe "Mercado de motores síncronos con imán permanente: Tendencias y pronósticos mundiales hasta 2020" donde se define, segmenta, analiza y pronostica el mercado global de MSIP. También identifica los factores de conducción y restricción del mercado, con un análisis de tendencias, oportunidades y panorama competitivo.

El mercado sobre la base de la región se ha segmentado en América, Europa, Asia-Pacífico, Medio Oriente y África. Se prevé que el mercado MSIP alcance los 25.18 mil millones de dólares en 2020.

Se espera que la región de Asia-Pacífico domine el mercado MSIP durante los próximos cinco años. La región, ha tenido buenos resultados en los últimos 10 años, representó alrededor del 35% de la participación total del mercado en 2014. La tasa de crecimiento se ha incrementado debido al aumento de las actividades industriales, la estandarización del uso de motores eficientes en energía y ventajas del MSIP sobre otros motores eléctricos.

1.2.10. Sector industrial y manufacturero: tendencias de mercado del MSIP

Los MSIP tienen una amplia gama de aplicaciones en industrias como petróleo y gas, sector industrial y manufacturero, metales y minería, energía, papel y pulpa, transporte y comercial, entre otros. El sector industrial y manufacturero captura el mercado principal, que incluye el uso de MSIP para bombas, extrusoras y compresores. Los MSIP encuentran la mayoría de su aplicación en las industrias de fabricación de productos químicos, procesos y cemento, entre otros. Además, el aumento de las actividades industriales en países como China, India y Japón actúa como un importante motor del mercado MSIP. La figura

1.3. Planteamiento del problema

Las metodologías actuales empleadas en el diseño y regulación de MSIP dejan de lado aspectos referentes al comportamiento dinámico no lineal y las fallas presentes como consecuencia de ello, causado entre otros factores la variación de parámetros debida a degradaciones en los mismos, lo que trae entre otras consecuencias:

1. Metodologías de regulación limitadas que ante comportamientos fuera del rango lineal tienden a salir de control o sincronismo.
2. Metodologías de diseño tendientes a ocupar factores de seguridad elevados como medio de amortiguación de fallas y efectos no controlados o cuantificados.
3. Consumo elevado de energía para poder dar funcionamiento en los equipos.

Aunado a los problemas anteriores se observa una falta de metodologías y laboratorios en el país que tomen en consideración los efectos mencionados en el diseño y regulación de máquinas eléctricas, concretamente en los MSIP.

1.4. Objetivos

Los objetivos, generales y específicos son:

1.4.1. Objetivo General

Desarrollar herramientas científicas y tecnológicas para la formulación de una metodología de **diseño optimo**, regulación y análisis prospectivo enfocado en degradación aplicado a máquinas rotativas. Caso de aplicación: MSIP.

1.4.2. Objetivos específicos

Para lograr el objetivo general se propone lograr:

1. Plantear la metodología para caracterizar todos los parámetros y elementos constitutivos del MSIP.
2. Plantear el modelo dinámico con presencia de grieta del MSIP **de acuerdo a las características de análisis deseadas.**
3. Caracterizar el comportamiento dinámico de los modelos lineal y no lineal del MSIP en lazo abierto y cerrado.
4. Desarrollar la teoría y algoritmos basados en computación evolutiva para sintonizar el modelo de regulación de velocidad no lineal del MSIP de estudio.
5. **Desarrollar la metodología de análisis y validación el diseño geométrico propuesto del MSIP. (MEF)**
6. Formular el modelo de Análisis de comportamiento del MSIP bajo diversos criterios de falla.

7. Formular el modelo para resolver el problema de optimización del diseño del MSIP sometido a restricciones de naturaleza diversa: daño, ciclo de vida, parámetros de diseño, dinámicos y geométricos.

1.5. Hipótesis

Con base en la metodología desarrollada se estará en posibilidad de diseñar y regular MSIP que tomen en consideración los fenómenos no lineales causados por efectos de degradación en sus parámetros constitutivos, contribuyendo con ello en la teoría de diseño y control óptimo.

1.6. Justificación

Dada la naturaleza constitutiva de los MSIP, su respuesta dinámica es compleja, acompañada de fenómenos tendientes a comportamiento caótico y a reacciones fuera del punto de operación necesario, muchas veces imperceptible, que generará desgastes, ciclos de vida cortos, fallas imprevistas, lo genera como consecuencia que los fabricantes y diseñadores de los mismos utilicen factores de seguridad elevados, lo cual implica como consecuencia, diseños no óptimos y reguladores muy robustos que tienden a consumir mucha energía.

Se puede observar que, el modelado, determinación, predicción y corrección de este tipo de fallas es de vital importancia para la industria, infraestructura y desarrollo de un país y sus habitantes, así como la preservación del ambiente.

Conocer las características y los efectos de las fallas permite realizar modelos de MSIP más precisos, con lo cual se puede obtener datos más certeros sobre los parámetros de daño, la confiabilidad y el ciclo de vida del producto, así como controles o sistemas de regulación que ayuden a preservar el correcto funcionamiento de estos equipos.

Por lo anterior mencionado, es necesario un estudio sobre el comportamiento, constitución y regulación del MSIP, así como los efectos o las respuestas a las perturbaciones dinámicas del sistema, que permita obtener un diseño óptimo que minimice los costos en materiales y consumo de corriente.

La presente investigación se centra en el desarrollo de herramientas científicas y tecnológicas enfocadas en el diseño, regulación y análisis de prognosis enfocado a fallas en la aplicación de MSIP, debido a falta de una infraestructura nacional que diseñe motores basado en principios técnicos y científicos de última tecnología, lo cual pone de manifiesto una debilidad del sistema industrial y energético del país, lo cuales son claves para el desarrollo del mismo. Se plantea que la presente investigación contribuya en disminuir la brecha detectada en este campo, se pretende desarrollar dichas herramientas mediante el acoplamiento, desarrollo e investigación de teorías computacionales, científicas y tecnológicas enfocadas en el problema en cuestión.

1.7. Delimitación y alcance

Dada la naturaleza de la investigación, se observan los siguientes elementos que limitan la investigación y hasta donde se abarca en la misma.

1.7.1. Alcances

1. El presente tema de investigación solo toma en cuenta como elemento de estudio al MSIP, cualquier otro tipo de motor queda fuera de estudio y análisis de la presente investigación.
2. Se utilizan técnicas respecto al análisis de fallas validadas en otros modelos dinámicos.
3. Los modelos dinámicos de estudio son definidos a partir de modelos basados en dominios continuos.

1.7.2. Limitaciones

1. La falta de un modelo físico de MSIP con el cual hacer pruebas y dimensiones de los parámetros constitutivos.
2. La resolución de ecuaciones es a través del programa Matlab.

1.8. Aportaciones

Las aportaciones en el desarrollo del presente trabajo implican:

1. Metodología de diseño de MSIP.
2. Modelo dinámico del MSIP basado en parámetros dinámicos.
3. Caracterización dinámica lineal y no lineal del MSIP en lazo abierto y cerrado.
4. Algoritmos basados en computación evolutiva de sintonización de reguladores
5. Metodología de análisis y validación el diseño.
6. Modelo de Análisis de comportamiento del MSIP bajo diversos criterios de falla.
7. Modelo de optimización del diseño del MSIP bajo restricciones de naturaleza diversa.

1.9. Estructura planteada del tema de investigación

Para llevar a cabo el proceso de investigación del proyecto planteado se listan las actividades a desarrollar durante la elaboración del mismo:

1. Diseño preliminar: eléctrico y mecánico
2. Modelado matemático
3. Análisis dinámico
4. Control mediante técnicas evolutivas
5. Análisis de fiabilidad (Análisis de daño)
6. Análisis mediante MEF

7. Optimización mediante computación evolutiva

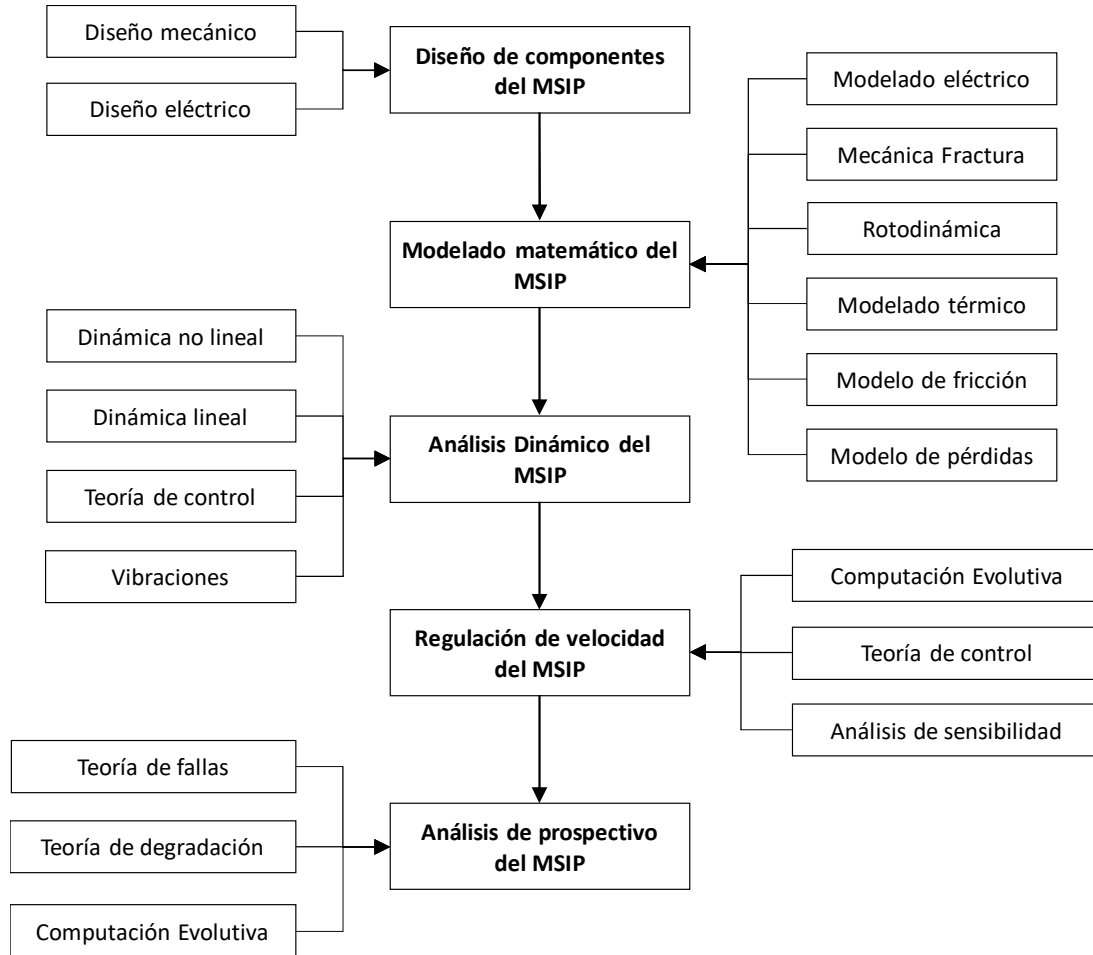


Fig. 1.13. Estructura del tema de investigación propuesto

El diagrama mostrado en la figura 1.13 ilustra la relación de dichas actividades, la secuencia de las mismas, y las ramas involucradas en el desarrollo de estas.

1.10. Conclusiones

Los motores representan un elemento vital en el funcionamiento de la infraestructura de una nación dado que son el medio de transmisión de fuerza para maquinaria de potencias desde bajas hasta considerables y de usos muy específicos hasta funcionamientos particulares.

Dada la naturaleza dinámica de los mismos, es muy importante mantener en operación estable el funcionamiento de los mismos, razón por la cual es vital implementación de acciones que regulen o controlen el funcionamiento de los mismos.

Un motor síncrono de imanes permanentes (MSIP) es un tipo de motor de alta eficiencia y de alta potencia. Con el desarrollo de materiales de imán permanente, su ventaja es cada vez

más evidente, se observa como estos tienden a mejorar la eficiencia del uso de energía, el mantenimiento de los mismos y en un futuro se espera el costo de fabricación.

Por lo tanto, plantear y dominar técnicas de diseño, regulación y análisis de vida de los mismos es importante para cualquier país, dado que constituye un tema vital en la geopolítica de los mismos. Los investigadores que trabajen con el tema encontrarán un campo vivo y de mucho interés para las futuras décadas donde el tema central está basado en energía, ahorro de la misma, diseño óptimo y desarrollo de inteligencia artificial.

1.11. Referencias

- [1.1] <http://www.marketsandmarketsblog.com/market-reports/energy-and-power>.
- [1.2] Renewable Energy Policy Network, REN21–en:REN21-Renewable Energy Policy Network for the 21st Century Renewables 2012–Global Status Report.
- [1.3] Informe especial sobre fuentes de energía renovables y mitigación del cambio climático (edición a cargo de Ottmar Edenhofer, Ramón Pichs-Madruga, Youba Sokona y otros).
- [1.4] G. Enríquez –Harper, Curso de máquinas síncronas, Pre edición, Editorial Limusa, Ciudad de México, México, 1983.
- [1.5] B. S. Guru, H. R. Hiziroglu, Máquinas eléctricas y transformadores, Editorial Alfaomega, Ciudad de México, México, 2006.
- [1.6] Motor eléctrico trifásico, Monografías, www.monografias.com.
- [1.7] Guía de motores síncronos, Grupo WEG, Unidad Energía Jaraguá do Sul, SC. Brasil, www.weg.net.
- [1.8] Guía de especificaciones de motores eléctricos, Grupo WEG, Unidad Energía Jaraguá do Sul, SC. Brasil, www.weg.net.
- [1.9] I. L. Kosow, Máquinas eléctricas y transformadores, Primera edición, Editorial Prentice Hall, Ciudad de México, México, 1993.
- [1.10] Catálogo de motores eléctricos, Siemens, www.industry.siemens.com.
- [1.11] A. E. Fitzgerald, Máquinas eléctricas, Sexta edición, Editorial Mc Graw-Hill, Ciudad de México, México, 2005.
- [1.12] B. S. Guru, Máquinas eléctricas y transformadores, Tercera edición, Editorial Oxford University Press, Ciudad de México, México, 2006.
- [1.13] Máquinas eléctricas, Amortisseur Winding, winwes.com.
- [1.14] S. J. Chapran, Máquinas eléctricas, Cuarta edición, Editorial Mc Graw-Hill, Ciudad de México, México, 2007.
- [1.15] Fundamentos de máquinas eléctricas, Electric Machinery Fundamentals, processmodeling.org.
- [1.16] J. J. Manzano – Orrego, Máquinas eléctricas, Segunda edición, Ediciones Paraninfo, Ciudad de México, México, 2014.
- [1.17] I. L. Kosow, Control de máquinas eléctricas, Primera edición, Editorial Reverte, Madrid, España, 2007.

- [1.18] S. Domínguez, P. Campoy, Control en el espacio de estado, Segunda edición, Editorial Pearson, Madrid, España, 2006.
- [1.19] R. Marino, P. Tomei, Cristiano M Verrelli. Induction motor control desing, Primera edición, Editorial Springer, Londres, Reino Unido, 2010.
- [1.20] S. Nama, A. K. Saha, S. Ghosh, A new ensemble algorithm of differential evolution and backtracking search optimization algorithm with adaptive control parameter for function optimization, International Journal of Industrial Engineering Computations ISSN 1923-2934 (Online) - ISSN 1923-2926, (Print) Quarterly Publication, Volume 7 Issue 2 pp. 323-338, 2016.

2.1. Introducción

Con la finalidad de comprender en totalidad el comportamiento del MSIP de estudio, es necesario conocer en profundidad las características constitutivas del mismo, para lo cual, se plantea el diseño conceptual del MSIP a analizar.

El proceso de diseño del MSIP es un proceso de iteración bastante complicado, en el que primero se seleccionan los valores iniciales para las dimensiones de la máquina, a continuación, el diseño eléctrico, y finalmente el enfriamiento del MSIP. Si el enfriamiento del MSIP no es lo suficientemente eficiente, el diseño debe comenzar nuevamente desde el principio aumentando las dimensiones de la máquina, utilizando mejores materiales o seleccionando un método de enfriamiento más eficiente.

Se selecciona al “*motor síncrono de imanes no salientes*” [ref] como modelo de estudio tomando en cuenta los parámetros de diseño definidos en la tabla 2.1:

- Perdidas por corrientes parasitas
- Protección de imanes permanentes

Tabla 2.1 Comparación entre motores síncronos de imanes permanentes con imanes de superficie y enterrados

Imanes salientes	Imanes no salientes
La densidad de flujo magnético del entrehierro es menor que B_r	La densidad de flujo magnético del entrehierro puede ser mayor que B_r (con más de cuatro polos)
Construcción simple del motor	Construcción de motor complicada (un eje no ferromagnético es común)
Flujo de reacción de armadura pequeña	Flujo de reacción de armadura más alto, por lo tanto, convertidor más caro
Imanes permanentes no protegidos contra campos de armadura	Imanes permanentes protegidos contra los campos de armadura
Las pérdidas por corrientes de Foucault en los imanes permanentes (cuando los imanes permanentes tienen una conductividad superior a cero)	No hay pérdidas por corrientes parásitas en el imán permanente
Amortiguador caro (cilindro o sin devanado sin ranura)	Amortiguador menos costoso (devanados de jaula)

2.2. Proceso de diseño del MSIP

El proceso de diseño del MSIP se realiza en el siguiente orden, (ref.).

1. Se comprueban los parámetros de diseño iniciales.

2. Se determina la tensión tangencial σ_{tan} (Tabla 2.4) o la constante de la máquina σ_{mec} . De acuerdo con la potencia, velocidad y método de enfriamiento de la máquina.
3. El tamaño del rotor se determina de acuerdo con el par requerido, al mismo tiempo, una proporción adecuada χ de la longitud y el Diámetro (Tabla 2.6) se selecciona de acuerdo con el tipo de máquina. Esta relación, entonces, determina el diámetro interior del núcleo D_i y la longitud equivalente l de la máquina.
4. Se define un entrehierro δ adecuado para la máquina.
5. Se selecciona un devanado del estator adecuado para la máquina. Esta es una fase decisiva con respecto a las características finales de la máquina. Un principio de guía es que un devanado polifásico produce el enlace de corriente más sinusoidal mientras más ranuras hay en el estator. Los factores de bobinado para un devanado de ranura suelen ser más bajos para los armónicos a medida que aumenta el número de ranuras. Un devanado de inducido sin ranura es típico en máquinas síncronas de imanes permanentes de pequeña y alta velocidad. La Tabla 2.2 contiene algunas recomendaciones para el paso de la ranura sp .

Tabla 2.2 Tamaño de ranura recomendada para diferentes tipos de maquinas

Tipo de Maquina	Paso de ranura τ_u/mm
Máquinas Asíncronas y pequeños MSIP	7-45
Máquinas Síncronas y MSIP grandes	14-75
Máquinas de CD	10-30

6. Dado que ya se ha seleccionado la tensión tangencial o la constante de la máquina, la densidad de flujo de aire B_g tiene que correlacionarse con la constante de la máquina seleccionada. El valor inicial empleado en el cálculo puede seleccionarse de acuerdo con la tabla 2.2. En las máquinas de imanes permanentes, la densidad de flujo del entrehierro debe estar en una relación sensible con la densidad de flujo remanente del material del imán permanente. Desde el punto de vista económico de este material, la densidad máxima de flujo de aire con imanes permanentes debería ser aproximadamente la mitad de la densidad de flujo remanente, es decir, 0,5-0,6 T. Tales valores bajos deberían conducir a una máquina grande, y, por lo tanto, notablemente más alta que los valores que se utilizan en MSIP.
7. Como las dimensiones principales, el método de bobinado y la densidad de entrehierro han sido seleccionados, el número requerido de vueltas de bobina T_{ph} puede definirse con la fem deseada.
8. Encontrar un número entero adecuado más cercano al número calculado previamente de vueltas T_{ph} .
9. El número seleccionado de vueltas para el devanado de fase tiene un efecto sobre el valor B_g de la densidad de flujo de entrehierro, por lo tanto, debe recalcularse el parámetro.
10. Dimensionar los dientes del estator y del rotor. Las densidades de flujo de los dientes del estator y del rotor se eligen para máquinas normales de acuerdo con los valores permitidos presentados en la tabla 2.2. Cuando se seleccionan las densidades de flujo

de referencia aparentes para los dientes del estator y del rotor, se calculan las anchuras w_s y w_M para los dientes del estator y del rotor usando las densidades de flujo seleccionadas en los dientes.

11. Estimar las corrientes del estator y del rotor Con el fin de determinar las dimensiones de las ranuras del estator y del rotor.
12. Calcular las tensiones magnéticas sobre el entrehierro y dientes.
13. Comprobar el factor de saturación y determinar un nuevo α_i . Si α_i no corresponde con suficiente precisión al factor seleccionado en la fase inicial del cálculo, el valor de pico B_g de la densidad de flujo de entrehierro debe recalcularse de acuerdo con la ecuación correspondiente porque T_{ph} está ahora fijo.
Simultáneamente, los valores de densidad de flujo de los dientes del estator y del rotor tienen que ser corregidos, y se deben calcular nuevos voltajes magnéticos para los dientes y el entrehierro.
14. Los máximos de densidad de flujo de las horquillas del estator y del rotor se seleccionan de acuerdo con la tabla 2.2, se pueden determinar las alturas de los yugos del rotor y del estator que realizan los máximos de densidad de flujo seleccionados.
15. Cuando se conoce el diámetro del entrehierro, las alturas de los dientes y las alturas de las horquillas del estator y del rotor, se obtiene el diámetro exterior del estator y el diámetro interior de la máquina.
16. Comprobar los voltajes magnéticos requeridos por las diferentes partes de la máquina. La suma de los voltajes magnéticos tiene que ser cubierta por el enlace de corriente \emptyset producido por algunos (o múltiples) de los devanados o por imanes permanentes.
17. Se calculan ahora las resistencias e inductancias de la máquina. Con ellas se obtienen los parámetros de circuito equivalentes de la máquina por fase. Ahora se pueden determinar las pérdidas, la eficiencia, el aumento de temperatura y los pares de torsión de la máquina.

En el diseño de la máquina, se debe prestar especial atención al hecho de que las frecuencias en todas las partes de la máquina no son iguales. En los estatores de máquinas de campo giratorio, la frecuencia base es la frecuencia de entrada de la máquina. Sin embargo, en los dientes del estator y del rotor, se producen componentes de flujo de alta frecuencia, que se basan en el movimiento de los dientes entre sí. Por ejemplo, en el rotor de una máquina sincrónica, la frecuencia de base es cero, pero se producen otras pérdidas de pulsación en la superficie del rotor debido a la ranura del estator.

2.3. Parámetros dimensionales del MSIP

El diseño del MSIP de imanes no salientes puede iniciarse definiendo ciertas características básicas, de las cuales, las más importantes son:

- Tipo de máquina (Motor síncrono de Imanes permanentes).
- Tipo de construcción (polo interno).
- Potencia nominal:

- Potencia de salida del eje ($P_{out} = 1118.55 \text{ W}$).
- Factor de potencia ($\cos \varphi = 1$).
- Velocidad angular nominal ($\omega_r = 188.5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$).
- Número de pares de polos de la máquina ($P = 4$).
- Frecuencia nominal de la máquina ($f = 60 \text{ Hz}$).
- Tensión nominal de la máquina ($V_n = 220 \text{ V}$).
- Número de fases de la máquina ($m = 3$).
- Ciclo de trabajo previsto ($s = 0.95$).
- Clase de caja: abierta.
- Eficiencia ($0.95 - 1.0$)
- Torque de rotor bloqueado $2(W/\omega_r) \approx 12 \text{ Nm}$
- Par máximo ($T_l = 5.93 \text{ Nm}$)
- Corriente nominal ($i_n = 5 \text{ A}$)
- Corriente de rotor bloqueada ($I_{arev} = 6i_n = 30.5 \text{ A}$)
- Densidad del acero ($\rho_{ac} = 7.86 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$)
- Densidad del cobre ($\rho_{cu} = 8.9 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$)
- Coeficiente de permeabilidad magnética en el vacío ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ N/A}^2$)
- Coeficiente de resistencia a la rodadura de los rodamientos SKF ($\mu_r = 0.0015$)

En el diseño de la máquina, hay un número considerable de parámetros libres. Al buscar una solución óptima, la tarea se vuelve extremadamente complicada a menos que el número de estos parámetros sea limitado. Muchos parámetros libres varían sólo ligeramente, y para simplificar la tarea, se pueden suponer constantes. Los parámetros siguientes pueden seleccionarse como parámetros libres:

- Anchura de los conductos de ventilación ($bv = 0.005 \text{ m}$)
- Factor de bobinado ($Kw = 0.955$)
- Longitud / paso de polo=2.3
- Arco de polo = Longitud del núcleo (L)
- Ranuras/polo/fase ($spp = 3$)
- Factor de hierro ($Ki = 0.91$)
- Esfuerzo máximo permisible ($\tau_{max} = 30 \times 10^6 \text{ N/m}^2$)
- Factor de seguridad ($k = 10$)
- Relación de cortocircuito ($scr = 0.6$)
- Módulo de elasticidad del material del eje ($E = 210 \times 10^9 \text{ N/m}^2$)
- Densidad de corriente ($cdsl = 3 \times 10^6 \text{ A/m}^2$)
- Espesor de aislante de conductores corriente a 30 A, ($Hv = 1.0236 \times 10^{-3} \text{ m}$)
- Espesor de conductor desnudo ($H_c = 1.27 \times 10^{-4} \text{ m}$)
- Espesor de aislamiento del conductor ($C_{ins} = 2.5 \times 10^{-4} \text{ m}$)
- Tamaño de cuña de estator ($H_w = 2.5 \times 10^{-3} \text{ m}$)

- Espesor del labio del diente del estator ($H_L = 3.5 \times 10^{-3} \text{ m}$)
- Espesor de aislamiento en la ranura ($H_{ins} = 1.5 \times 10^{-3} \text{ m}$)
- Suposición inicial de densidad de flujo en la punta del diente ($B_{t0} = 1 \text{ T}$)
- Suposición de densidad de flujo en el núcleo ($B_c = 0.5 \text{ T}$)
- **Asumiendo un número de conductos por ranura de uno ($Z_s = 1$)**
- Asumiendo una relación de paso de bobina/paso de polo (0.85)
- Suponiendo un factor de arrollamiento primario ($k_{wl} = 1$)
- Proponiendo imán permanente de “*Vacomax 240 HR*”
- Proponiendo el flujo magnético de excitación igual flujo magnético por polo ($\phi_f = \phi$)
- Proponiendo la altura de los imanes permanentes igual a la longitud neta del hierro del núcleo ($h_M = l_i$)
- Proponiendo un espesor de imanes permanentes de 10 mm ($w_M = 10 \times 10^{-3} \text{ m}$)
- Proponiendo distribución de imanes radiales sobre el rotor
- Proponiendo 8 imanes permanentes en el rotor ($N_{im} = 8$)
- Propuesta de longitud extra del eje del rotor por lado en el núcleo ($l_{ex} = 8 \times 10^{-3} \text{ m}$)
- Propuesta de diámetro mínimo del eje del rotor ($d_R = 3r_{rmin}$)
- Propuesta de porcentaje de pérdida en el cobre (15 %)
- Propuesta de labio del diente para el rotor ($h_R = 2.5 \times 10^{-3} \text{ m}$)
- Propuesta de longitud extra del eje del rotor por lado ($l_{men} = 0.08 \text{ m}$)
- Propuesta de diámetro mínimo del rotor en el núcleo ($d_{NR} = 2d_R$)
- bobinado en capa simple, concéntrico y conexión alterna

Para el diseño del MSIP es necesario conocer los valores de la carga magnética específica (B_{av}), los cuales dependen, entre otros parámetros del factor de potencia, pérdidas en el entrehierro y capacidad de sobrecarga, varía generalmente entre valores de 0.3 a 0.6 T para potencias del orden de 1 a 30,000 KVA.

Otro parámetro a considerar en el diseño del MSIP es la carga eléctrica específica (q), la cual depende, entre otros parámetros de las pérdidas en el cobre, el rango del voltaje y la capacidad de sobrecarga, varía entre valores de 5,000 a 45,000 ac/m para potencias de 1 a 30,000 KVA.

Para la potencia de diseño deseada (1.12 KVA), se seleccionan los valores de:

- Carga magnética específica ($B_{av}) = 0.3 \text{ T}$
- Carga eléctrica específica ($q) = 5,000 \text{ ac/m}$

A partir de los datos dados se están en posibilidades de proponer el diseño conceptual del MSIP de elección. A continuación, se presentan los cálculos correspondientes de los elementos paramétricos del MSIP con las características descritas.

2.4. Dimensiones primarias del núcleo del estator

El diseño real del MSIP comienza con la selección de las dimensiones principales de la máquina, como es el diámetro del rotor (D_r). La longitud equivalente del núcleo (l), que tiene en cuenta la influencia de la fusión de flujo en los posibles conductos de refrigeración de la máquina y también en los extremos de la máquina.

Calculando, primeramente, el diámetro del rotor, número de ranuras, coeficiente de salida, longitud del entrehierro, Dimensiones principales del núcleo del estator (a saber) D, L y el flujo por polo.

- Cálculo de la corriente por fase (I_{ph})

$$I_{ph} = \frac{1000(KVA)}{\sqrt{3}V} = \frac{(1000)(1.12)}{(\sqrt{3})(220)} = 2.93 A$$

- Cálculo de la salida nominal de potencia en Kilowatts (KP_{out})

$$KP_{out} = (KVA)(\cos\phi) = (1.12)(1) = 1.12 KW$$

- Cálculo del número de polos (P)

$$P = \frac{(4\pi)(f)}{\omega_r} = \frac{(120)(60)}{188.5} = 4$$

Tomando como base las características del material de fabricación del rotor (densidad y esfuerzo máximo), así como el factor de seguridad propuesto ($k = 10$) y la magnitud de carga máxima a utilizar propuesta ($5.93 Nm$), se tiene la propuesta del radio del rotor como:

- Cálculo del torque de diseño (T_{max})

$$T_{max} = T_l k = (5.93)(10) = 59.3 Nm$$

- Cálculo del radio mínimo del rotor, a partir de la fórmula del esfuerzo torsional (r_r)

$$r_r = \sqrt[3]{\frac{2T_{max}}{\pi\tau_{max}}} = \sqrt[3]{\frac{(2)(59.3)}{(\pi)(30 \times 10^6)}} = 0.01079 m$$

- Cálculo del coeficiente C' a partir del material y forma del rotor:

$$C' = \frac{3 + v}{8} = \frac{3 + 0.29}{8} = 0.41125$$

- Cálculo del radio máximo del rotor (r_r), a partir de la densidad, velocidad de trabajo y esfuerzo torsional máximo en el rotor:

$$r_r = \sqrt{\frac{\tau_{max}}{C' \rho_{ac} \omega_r^2}} = \sqrt{\frac{30 \times 10^6}{(0.41125)(7860)(188.5^2)}} = 0.51107 \text{ m}$$

Se propone en primera aproximación como radio del rotor el promedio entre ambos cálculos obtenidos a partir del esfuerzo de torsión máximo y la carga máxima permisible.

$$r_r = \frac{0.51107 + 0.0107}{2} = 0.2609 \text{ m}$$

- Cálculo del diámetro del rotor (D_r)

$$D_r = 2r_r = 0.1723 \text{ m}$$

- Cálculo del número de ranuras en el estator (S):

$$S = 3(spp)(P) = 3(3)(4) = 36$$

- Cálculo de número de vueltas por fase (T_{ph})

$$T_{ph} = \frac{SZ_s}{6} = \frac{(36)(1)}{6} = 6$$

- Cálculo de la reacción de armadura (ATa)

$$ATa = (1.35)(T_{ph})(I_{ph}) \left(\frac{kw}{P/2} \right) = (1.35)(6)(2.93) \left(\frac{0.955}{4/2} \right) = 11.33$$

- Cálculo del paso completo de la armadura (W_{dg}):

$$W_{dg} = \frac{S}{P} = \frac{36}{4} = 9 \text{ ranuras}$$

- Cálculo del ángulo de la ranura (α_c)

$$\alpha_c = \frac{2\pi}{S} = \frac{2\pi}{36} = \frac{\pi}{18} \text{ rad}$$

- Asumiendo que el arrollamiento de armadura es corto en una ranura, se calcula el factor de afinación (k_c) como:

$$k_c = \cos(\alpha_c) = 0.9848$$

- Cálculo del coeficiente de salida (k_s)

$$k_s = (11 \times 10^{-3}) B_{av} q k_w k_c$$

$$k_s = (11 \times 10^{-3})(0.3)(5,000)(0.955)(0.9848) = 15.5179$$

- Cálculo de los amperes/vuelta sin carga (AT_{f0})

$$AT_{f0} = (scr)(ATa) = (0.6)(22.66) = 13.596 \text{ A/vuelta}$$

- Cálculo de amperes/vuelta en entrehierro (AT_g)

$$AT_g \approx (0.75)AT_{f0} = (0.75)(13.596) = 10.197 \text{ A/vuelta}$$

- Cálculo de densidad máxima de flujo en el entrehierro (B_g)

$$B_g = (1.5)B_{av} = (1.5)(0.3) = 0.45 \text{ T}$$

- Cálculo del entrehierro (δ), a partir de los amperes vuelta y densidad de flujo máxima

$$\delta = \frac{AT_g}{(796 \times 10^3)B_g} = \frac{10.197}{(796 \times 10^3)(0.45)} = 2.8467 \times 10^{-5} \text{ m}$$

- Cálculo del entrehierro (δ), a partir de la potencia del MSIP

$$\delta = \frac{0.18 + 0.006P_{out}^{0.4}}{1000} = \frac{0.18 + 0.006(1118.55)^{0.4}}{1000} = 2.7945 \times 10^{-4} \text{ m}$$

- Se toma como selección el promedio de ambos valores calculados como dato de diseño preliminar:

$$\delta = \frac{2.8467 \times 10^{-5} + 2.7945 \times 10^{-4}}{2} = 1.5395 \times 10^{-4} \text{ m}$$

- Cálculo del diámetro interior del núcleo del estator (D_i)

$$D_i = D_r + 2\delta = 0.1723 + (2)(1.5395 \times 10^{-4}) = 0.1726 \text{ m}$$

- Cálculo de la velocidad periférica del rotor (n_r)

$$n_r = r_r \omega_r = (0.08615)(188.5) = 16.2392 \text{ m/s}$$

- Cálculo del área de la sección transversal del cilindro (S_r)

$$S_r = \pi r_r^2 = \pi(0.08615)^2 = 0.02331 \text{ m}^2$$

- Cálculo de la longitud total del núcleo (l)

$$l = \frac{2\pi KVA}{k_s \omega_r D_i^2} = \frac{(2\pi)(1.12)}{(15.5179)(188.5)(0.1726)^2} = 0.0807 \text{ m}$$

- Cálculo de la longitud total del núcleo (l), a partir de la relación típica de máquinas eléctricas

$$l = \chi D_i = \left[\frac{\pi}{2P} \sqrt{\frac{P}{2}} \right] [D_i] = \left[\frac{\pi}{(2)(4)} \sqrt{\frac{4}{2}} \right] [0.1726] = 0.09585 \text{ m}$$

El valor de la longitud del núcleo del motor más conservadora en esta etapa de análisis, es el proporcionado a partir de la relación típica para maquinas eléctricas, por lo tanto, es el que se tomara en consideración, descartándose el cálculo a partir de los parámetros calculados.

- Cálculo del paso del polo (pp)

$$pp = \frac{\pi D_i}{P} = \frac{\pi(0.1726)}{4} = 0.1355 \text{ m}$$

- Cálculo de la longitud bruta del hierro (l_s), suponiendo un 82% de la longitud total del núcleo

$$l_s = (0.82)l = (0.82)(0.09585) = 0.0785 \text{ m}$$

- Cálculo del número de ductos de ventilación (nv)

$$nv = \frac{l - l_s}{bv} = \frac{0.09585 - 0.0785}{0.005} = 3.47 \approx 4 \text{ (redondeando)}$$

Tomando como base, este número de ductos de ventilación $nv = 4$, se ajusta la longitud bruta del hierro (l_s) como:

$$l_s = l - (nv)(bv) = 0.09585 - (4)(0.005) = 0.07585 \text{ m}$$

- Cálculo de la longitud neta del hierro del núcleo (l_i)

$$l_i = l_s k_i = (0.07585)(0.91) = 0.06903 \text{ m}$$

- Cálculo del flujo por polo (\emptyset)

$$\emptyset = \frac{\pi B_{av} D_i l}{P} = \frac{\pi(0.3)(0.1726)(0.07585)}{4} = 3.898 \times 10^{-3} \text{ Wb}$$

2.5. Dimensiones secundarias de diseño del estator

Calcule el tamaño de la ranura, el tamaño del conductor, el tamaño de la barra, el control de la densidad de corriente y el equilibrio de la ranura. Calcular la densidad del flujo por cada diente, la profundidad del núcleo, peso de cobre, pérdidas de cobre y reactancia de fuga, pérdidas de núcleo, pesos de cobre y núcleo

- Cálculo del paso de la ranura (sp)

$$sp = \frac{\pi D_i}{S} = \frac{\pi(0.1726)}{36} = 0.01506 \text{ m}$$

- Cálculo del ancho del diente en el entrehierro (b_{t0})

$$b_{t0} = \frac{\emptyset}{B_{t0} l_i \left(\frac{S}{P}\right)} = \frac{3.898 \times 10^{-3}}{(1)(0.06903) \left(\frac{36}{4}\right)} = 6.2742 \times 10^{-3} \text{ m}$$

- Cálculo del ancho de la ranura (w_s)

$$w_s = sp - b_{t0} = 0.01506 - 6.2742 \times 10^{-3} = 8.7857 \times 10^{-3} \text{ m}$$

- Cálculo del área de conductor (A_s):

$$A_s = \frac{I_{ph}}{cds} = \frac{2.93}{3 \times 10^6} = 9.7666 \times 10^{-7} \text{ m}^2$$

- Cálculo de ancho del conductor (w_c)

$$w_c = \frac{w_s - 2Hv - 2.5 \times 10^{-3}}{2}$$

$$w_c = \frac{8.7857 \times 10^{-3} - (2)(1.0236 \times 10^{-3}) - 2.5 \times 10^{-3}}{2} = 2.1192 \times 10^{-4} \text{ m}$$

- Cálculo del número de conductores apilados (N_{cv})

$$N_{cv} = \frac{A_s}{2H_c w_c} = \frac{9.7666 \times 10^{-7}}{(2)(1.27 \times 10^{-4})(2.1192 \times 10^{-4})} = 18.1441 \approx 18$$

Asumiendo una reducción del 2% debido a las esquinas del enrutamiento de los conductores:

- Cálculo del área real de cobre en una ranura (A_s)

$$A_s = (0.98)2N_{cv}H_c w_c$$

$$A_s = (0.98)(2)(18)(1.27 \times 10^{-4})(2.1192 \times 10^{-4}) = 9.4952 \times 10^{-7} \text{ m}^2$$

- Cálculo de la densidad de corriente corregida ($cdsl$)

$$cdsl = \frac{I_{ph}}{A_s} = \frac{2.93}{9.4952 \times 10^{-3}} = 308.5769 \text{ A/m}^2$$

- Cálculo del ancho corregido de la ranura (w_s)

$$w_s = 2w_c + 2Hv + 2.5 \times 10^{-3}$$

$$w_s = (2)(2.1192 \times 10^{-4}) + (2)(1.0236 \times 10^{-3}) + 2.5 \times 10^{-3} = 4.97104 \times 10^{-3} \text{ m}$$

- Cálculo de la altura de cada barra (H_{bar})

$$H_{bar} = (N_{cv} + 1)(H_c + C_{ins}) + 2Hv$$

$$H_{bar} = (18 + 1)(1.27 \times 10^{-4} + 2.5 \times 10^{-4}) + (2)(1.0236 \times 10^{-3}) = 9.2102 \times 10^{-3} \text{ m}$$

Tomando en consideración el tamaño de la cuña del estator (H_w) y el labio del diente del estator (H_L), así como la presencia de otro aislamiento (H_{ins}), se procede al:

- Cálculo de la altura de la ranura (H_s)

$$H_s = 2H_{bar} + H_{ins} + H_w + H_L$$

$$H_s = (2)(9.2102 \times 10^{-3}) + 1.5 \times 10^{-3} + 2.5 \times 10^{-3} + 3.5 \times 10^{-3} = 0.0259 \text{ m}$$

- Cálculo del número de conductores totales en la ranura (p)

$$p = 2N_{cv} = (2)(18) = 36$$

- Cálculo del parámetro de factor de pérdida del conductor superior (α)

$$\alpha = \sqrt{\frac{2w_c}{w_s}} = \sqrt{\frac{2(2.1192 \times 10^{-4})}{4.97104 \times 10^{-3}}} = 0.2919$$

- Cálculo del factor de pérdida (k_{dav})

$$k_{dav} = 1 + (\alpha H_c)^4 \frac{(2N_{cv})^2}{9}$$

$$k_{dav} = 1 + [(0.2919)(1.27 \times 10^{-4})]^4 \left\{ \frac{[(2)(18)]^2}{9} \right\} = 1 + 2.1796 \times 10^{-16} = 1$$

- Cálculo de la longitud del conductor media por vuelta (Lm_{tl})

$$Lm_{tl} = \frac{2l}{10} + \frac{2.5pp}{10} + \frac{5V_n}{1000} + 0.15$$

$$Lm_{tl} = \frac{(2)(0.09585)}{10} + \frac{(2.5)(0.1355)}{10} + \frac{(5)(220)}{1000} + 0.15 = 1.303 \text{ m}$$

- Cálculo de la resistencia por fase (R_{ph})

$$R_{ph} = 0.021 Lm_{tl} \left[\frac{T_{ph}}{1 \times 10^3 A_s} \right]$$

$$R_{ph} = [(0.021)(1.303)] \left[\frac{12}{(1 \times 10^3)(9.4952 \times 10^{-3})} \right] = 0.0346 \Omega$$

- Cálculo de pérdida del cobre de corriente continua (P_{cus})

$$P_{cus} = 3(I_{ph})^2 R_{ph} = (3)(2.93)^2 (0.0346) = 0.8911 \text{ W}$$

- Cálculo de las corrientes de pérdida de Eddy (P_{eddy})

$$P_{eddy} = (k_{dav} - 1)P_{cus} = (1 - 1)(0.8911) = 0 \text{ W}$$

- Cálculo de pérdidas de cobre totales en el estator, asumiendo un 15% de perdidas (P_t)

$$P_t = 1.15(P_{cus} + P_{eddy}) = (1.15)(0.8911 + 0) = 1.0247 \text{ W}$$

- Cálculo de la resistencia efectiva (R_{eff})

$$R_{eff} = \frac{I_{ph}R_{ph}k_{dav}}{V_n/\sqrt{3}} = \frac{(2.93)(0.0346)(1)}{(220)/\sqrt{3}} = 7.9814 \times 10^{-4} \text{ pu}$$

- Cálculo del ancho del diente en el entrehierro (b_{t0}) ajustado

$$b_{t0} = sp - w_s = 0.01506 - 4.97104 \times 10^{-3} = 0.01456 \text{ m}$$

- Cálculo de la densidad de flujo en la punta del diente en el entrehierro (B_{t0})

$$B_{t0} = \frac{\phi}{b_{t0}l_i \left(\frac{S}{P}\right)} = \frac{3.898 \times 10^{-3}}{(0.01456)(0.06903) \left(\frac{36}{4}\right)} = 0.4309 \text{ T}$$

- Cálculo del ancho del diente a 1/3 de altura de la punta del diente (bt_{13})

$$bt_{13} = \frac{\pi \left(D_i + \frac{2}{3}H_s\right)}{S} - w_s$$

$$bt_{13} = \frac{\pi \left[0.1726 + \left(\frac{2}{3}\right)(0.0259)\right]}{36} - 4.97104 \times 10^{-3} = 0.01186 \text{ m}$$

- Cálculo de la densidad de flujo a 1/3 de altura de la punta del diente (B_{t13})

$$B_{t13} = \frac{\phi}{bt_{13}l_i \left(\frac{S}{P}\right)} = \frac{3.898 \times 10^{-3}}{(0.01186)(0.06903) \left(\frac{36}{4}\right)} = 0.5290 \text{ T}$$

- Cálculo del flujo en el núcleo (ϕ_c)

$$\phi_c = \frac{\phi}{2} = \frac{3.898 \times 10^{-3}}{2} = 1.949 \times 10^{-3} \text{ Wb}$$

- Cálculo de la profundidad del núcleo (d_c)

$$d_c = \frac{\phi_c}{B_c l_i} = \frac{1.949 \times 10^{-3}}{(0.5)(0.06903)} = 0.05576 \text{ m}$$

- Cálculo del diámetro externo del núcleo (D_0)

$$D_0 = D_i + 2(H_s + d_c) = 0.1726 + 2(0.0259 + 0.05576) = 0.33592 \text{ m}$$

Para el cálculo de la reactancia de fugas, es necesario determinar:

$$h_1 = Z_s(N_{cv} + 1)(H_c + C_{ins}) + 2Z_s H_v + 1 \times 10^{-3}$$

$$h_1 = (2)(18 + 1)(1.27 \times 10^{-4} + 2.5 \times 10^{-4}) + (2)(2)(1.0236 \times 10^{-3}) + 1 \times 10^{-3} = 0.0194 \text{ m}$$

$$h_2 = \frac{H_s - h_1 - H_L - H_w}{2}$$

$$h_2 = \frac{0.0259 - 0.0194 - 3.5 \times 10^{-3} - 2.5 \times 10^{-3}}{2} = 1.9825 \times 10^{-3} \text{ m}$$

$$h_3 = H_w = 2.5 \times 10^{-3} \text{ m}$$

$$h_4 = H_L = 3.5 \times 10^{-3} \text{ m}$$

- Cálculo de la permeabilidad específica de la ranura (λ_s)

$$\lambda_s = \frac{h_1}{3w_s} + \frac{h_2}{w_s} + \frac{h_3}{w_s} + \frac{h_4}{w_s}$$

$$\lambda_s = \frac{0.0194}{(3)(4.97104 \times 10^{-3})} + \frac{1.9825 \times 10^{-3}}{4.97104 \times 10^{-3}} + \frac{2.5 \times 10^{-3}}{4.97104 \times 10^{-3}} + \frac{3.5 \times 10^{-3}}{4.97104 \times 10^{-3}} = 2.906$$

- Cálculo del flujo de fuga en la ranura (ϕ_s)

$$\phi_s = 2\sqrt{2}\mu_0 I_{ph} Z_s l_s$$

$$\phi_s = (2)(\sqrt{2})(4\pi \times 10^{-7})(2.93)(2)(0.07585) = 1.2571 \times 10^{-7} \text{ Wb}$$

Asumiendo una relación de paso de bobina por polo de (0.85) se tiene un factor $k_s = 0.875$. Por lo tanto:

$$l_0 \lambda_0 = \frac{k_s p p}{\pi s p} = \frac{(0.875)(0.1355)}{\pi(0.01506)} = 2.5059$$

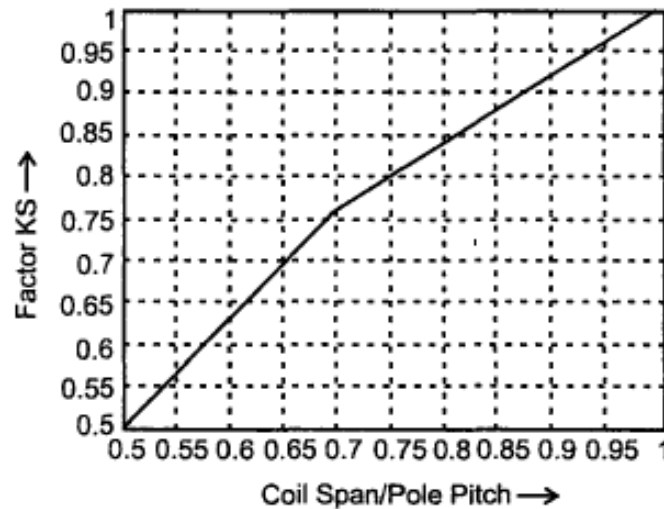


Fig. 2.1 Factor de fuga

- Cálculo del flujo de fuga sobresaliente (ϕ_0)

$$\phi_0 = 2\sqrt{2}\mu_0 I_{ph} Z_s l_0 \lambda_0$$

$$\phi_0 = (2)(\sqrt{2})(4\pi \times 10^{-7})(2.93)(2)(2.5059) = 4.1534 \times 10^{-6} \text{ Wb}$$

- Cálculo del flujo total de fuga (ϕ_L)

$$\phi_L = \phi_s + \phi_0 = 1.2571 \times 10^{-7} + 4.1534 \times 10^{-6} = 4.2791 \times 10^{-6} \text{ Wb}$$

- Cálculo de la reactancia de fuga (X_L)

$$X_L = \frac{\phi_L}{\phi} = \frac{4.2791 \times 10^{-6}}{3.898 \times 10^{-3}} = 1.0977 \times 10^{-3}$$

- Cálculo del peso del núcleo (Kg_{core})

$$Kg_{core} = \frac{\pi}{4} \rho_{ac} l_i [D_0^2 - (D_i + 2H_s)^2]$$

$$Kg_{core} = \frac{\pi}{4} (7.86 \times 10^3)(0.06903) \{ (0.33592)^2 - [0.1726 + 2(0.0259)]^2 \} = 26.628 \text{ kg}$$

- Cálculo del peso del acero del estator (Kg_{stst})

$$Kg_{stst} = \rho_{ac} l_i \left[\frac{\pi(D_0^2 - D_i^2)}{4} - S_w H_s \right]$$

$$Kg_{stst} = (7.86 \times 10^3)(0.06903) \left\{ \frac{\pi[(0.33592)^2 - (0.1726)^2]}{4} - (36)(4.97104 \times 10^{-3})(0.0259) \right\} = 32.872 \text{ kg}$$

- Cálculo del peso de los dientes (Kg_{teth})

$$Kg_{teth} = Kg_{stst} - Kg_{core} = 32.872 - 26.628 = 6.24 \text{ kg}$$

- Cálculo del peso del cobre en el estator (Kg_{stcu})

$$Kg_{stcu} = 3Lm_{tl}A_sT_{ph}\rho_{cu}$$

$$Kg_{stcu} = (3)(1.303)(9.4952 \times 10^{-7})(12)(8.9 \times 10^3) = 0.3964 \text{ kg}$$

- Cálculo de pérdida de cobre en el estator (P_{cul})

$$P_{cul} = 3.66I_{ph}^2R_{ph} = (3.66)(2.93)^2(0.0346) = 1.0872 \text{ W}$$

- Cálculo de los amperes conducidos por metro (a_c)

$$a_c = \frac{6I_{ph}T_{ph}}{\pi D_i} = \frac{(6)(2.93)(0.0346)}{\pi(0.1726)} = 1.1217 \text{ A}$$

Asumiendo que el núcleo del estator está hecho con laminaciones de acero de silicio de pérdida Específica $\left(1.8 \frac{W}{kg} \text{ a } 1 \text{ Tesla}\right)$

- Cálculo de la pérdida del hierro (P_i)

$$P_i = 1.8Kg_{teth}B_{t13}^2 + 1.8Kg_{core}B_c^2$$

$$P_i = (1.8)(6.24)(0.5290)^2 + (1.8)(26.59)(0.5)^2 = 15.1086 \text{ W}$$

2.6. Dimensiones del rotor

El rotor es el componente giratorio en una máquina eléctrica, está formado por un eje que soporta un juego de imanes sobre un núcleo que gira dentro de un campo magnético creado bien por un juego de bobinas, arrolladas sobre unas piezas polares, que permanecen estáticas y que constituyen lo que se denomina estátor de corriente alterna.

Los desarrollos recientes en materiales de imanes permanentes fabricados de tierras raras junto al desarrollo en electrónica de potencia han abierto nuevas perspectivas en el diseño, construcción y aplicación de MSIP. Los MSIP generalmente se construyen con una de las configuraciones siguientes en rotores:

- clásicos (rotor de Merrill), con polos salientes, zapatos polares laminados.
- rotor de imán interior.
- rotor de imán de superficie.
- rotor de inserto-imán.
- rotor con imanes enterrados distribuidos simétricamente.
- rotor con imanes enterrados distribuidos asimétricamente.

La configuración seleccionada para el diseño propuesto es: *Rotor con imanes enterrados simétricamente distribuidos*

Debido a la facilidad que se tiene en cuanto a la manufactura del mismo y a la facilidad en el ensamble. A continuación se presentan las fórmulas para diseñar geoméricamente este rotor. Primeramente se calculan las ranuras del rotor, el tamaño de los imanes permanentes, corriente de campo en carga nominal y pérdidas mecánicas.

- Cálculo del coeficiente (α_i), tomando en consideración que el ancho de la zapata (b_p) es igual al ancho de la ranura (w_s)

$$\alpha_i = \frac{w_s}{pp} \rightarrow \frac{4.97104 \times 10^{-3}}{0.1355} = 0.0367$$

- Cálculo de la tensión eficaz inducida en una fase de devanado del estator (E_f), suponiendo un factor de arrollamiento primario ($k_{wl} = 1$), proponiendo un flujo magnético de excitación, igual al flujo magnético por polo ($\phi_f = \phi$)

$$E_f = \pi\sqrt{2}fTphk_{wl}\phi_f = \pi\sqrt{2}(60)(12)(1)(3.898 \times 10^{-3}) = 12.4692$$

- Cálculo del parámetro (ϵ)

$$\epsilon = \frac{E_f}{V_n} = \frac{12.4692}{220} = 0.0566$$

- Cálculo del coeficiente de utilización del imán permanente (ζ), a partir de los parámetros del material correspondiente (*Vacomax 240 HR*)

$$\zeta = \frac{E_f I_{ak}}{E_r I_{ac}} = \frac{(12.4692)(30.5)}{(1.05)(640 \times 10^3)} = 5.6593 \times 10^{-4}$$

- Cálculo del factor de forma de reacción de armadura (k_{fd}):

$$k_{fd} = 1.8\alpha_i - 0.017 = (1.8)(0.0367) - 0.017 = 0.049$$

- Cálculo del coeficiente (c_v)

$$c_v = \frac{2k_{ocf}k_{fd}(1 + \epsilon)}{\pi^2\zeta} = \frac{(2)(2)(0.049)[1 + 0.0566]}{\pi^2(5.6593 \times 10^{-4})} = 37.0769$$

- Cálculo del volumen de todos los imanes permanentes (V_M)

$$V_M = c_v \frac{P_{out}}{fB_rH_c} = (37.0769) \frac{1118.55}{(60)(1.05)(600 \times 10^3)} = 1.0971 \times 10^{-3} \text{ m}^3$$

- Cálculo de la longitud de todos los imanes permanentes, tomando la altura propuesta de todos los imanes permanentes ($h_M = l_i$), y el ancho propuesto de los imanes ($w_M = 10 \times 10^{-3} \text{ m}$)

$$l_M = \frac{V_M}{2ph_Mw_M} = \frac{1.0971 \times 10^{-3}}{(2)(4)(0.06903)(10 \times 10^{-3})} = 0.1986 \text{ m}$$

- Cálculo de la altura total de la ranura en el rotor (H_M), tomando el número de imanes propuestos (N_{im}), labio del diente del rotor (h_R), aislantes (H_v) y cuña (H_w).

$$H_M = \frac{l_M}{N_{im}} + 2H_v + H_w + h_R$$

$$H_M = \frac{0.1986}{8} + (2)(1.0236 \times 10^{-3}) + 2.5 \times 10^{-3} + 2.5 \times 10^{-3} = 0.0318 \text{ m}$$

- Cálculo del ancho total de la ranura en el rotor (W_M)

$$W_M = w_M + 2H_v = 10 \times 10^{-3} + (2)(1.0236 \times 10^{-3}) = 0.012 \text{ m}$$

- Cálculo de longitud del eje del rotor en el núcleo (l_{Rn}), suponiendo, un exceso de $8 \times 10^{-3} \text{ m}$ en cada extremo de la longitud total del núcleo (l)

$$l_{Rn} = l + 2l_{ex} = 0.09585 + (2)(8 \times 10^{-3}) = 0.11185 \text{ m}$$

- Cálculo de la longitud total del eje del rotor (l_{Rt}), suponiendo, un exceso de 0.08 m en cada extremo de la longitud del eje del rotor en el núcleo (l_{Rn})

$$l_{Rt} = l_{Rn} + 2l_{men} = 0.11185 + (2)(0.08) = 0.27185 \text{ m}$$

- Cálculo del diámetro del eje de rotor (d_R), a partir del cálculo del radio mínimo (r_r), dado por la formula de esfuerzo cortante para un eje macizo circular, se propone el triple de la solicitada por el esfuerzo mecánico dado

$$d_R = 3r_{rmin} = (3)(0.01079) = 0.03237 \text{ m}$$

- Cálculo del diámetro del eje del rotor en el núcleo (d_{NR})

$$d_{NR} = 2d_R = (2)(0.03237) = 0.06474 \text{ m}$$

- Cálculo de perdidas mecánicas en el rotor (P_{mec})

$$P_{mec} = (1.15 \times 10^{-8})\sqrt{l} = (1.15 \times 10^{-5})\sqrt{0.09585} = 3.5604 \text{ W}$$

- Cálculo de la perdida en el rodamiento en el rotor (P_{brg})

$$P_{brg} = \frac{\mu_r T_l \omega_r}{d_R^2} = \frac{(0.0015)(5.93)(188.5)}{0.03237} = 51.7981 \text{ W}$$

- Cálculo de perdida en ventilación del rotor (P_{ven})

$$P_{ven} = P_{mec} + P_{brg} = 3.5604 + 51.7981 = 55.3585 \text{ W}$$

2.7. Diseño propuesto de dientes del estator y del rotor

Se presentan ahora las propuestas de las secciones transversales de los dientes del estator y rotor.

Altura del diente	
Labio (H_L)	$3.5 \times 10^{-3} \text{ m}$
Cuña (H_w)	$2.5 \times 10^{-3} \text{ m}$
Barra superior (H_{bar})	$9.2102 \times 10^{-3} \text{ m}$
Aislante intermedio (H_{ins})	$1.5 \times 10^{-3} \text{ m}$
Barra inferior (H_{bar})	$9.2102 \times 10^{-3} \text{ m}$
Altura Total (H_s)	0.0259 m

Anchura del diente	
Aislante lateral (Hv)	$1.0236 \times 10^{-3} \text{ m}$
Ancho de ranura	$2.9238 \times 10^{-3} \text{ m}$
Aislante lateral (Hv)	$1.0236 \times 10^{-3} \text{ m}$
Anchura Total (w_s)	$4.97104 \times 10^{-3} \text{ m}$

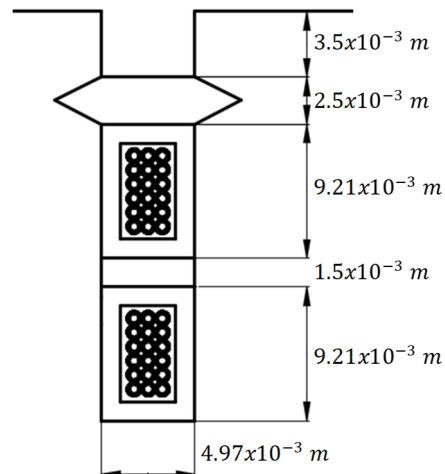


Fig. 2.4 Diseño del diente del estator de la propuesta del MSIP

Altura del diente	
Labio (h_R)	$2.5 \times 10^{-3} \text{ m}$
Cuña (H_w)	$2.5 \times 10^{-3} \text{ m}$
Aislante superior (H_v)	$1.0236 \times 10^{-3} \text{ m}$
Altura del imán	0.0248 m
Aislante inferior (H_v)	$1.0236 \times 10^{-3} \text{ m}$
Altura Total (H_M)	0.0318 m

Anchura del diente	
Aislante lateral (H_v)	$1.0236 \times 10^{-3} \text{ m}$
Ancho del imán (w_M)	$5 \times 10^{-3} \text{ m}$
Aislante lateral (H_v)	$1.0236 \times 10^{-3} \text{ m}$
Anchura Total (W_M)	$7.0472 \times 10^{-3} \text{ m}$

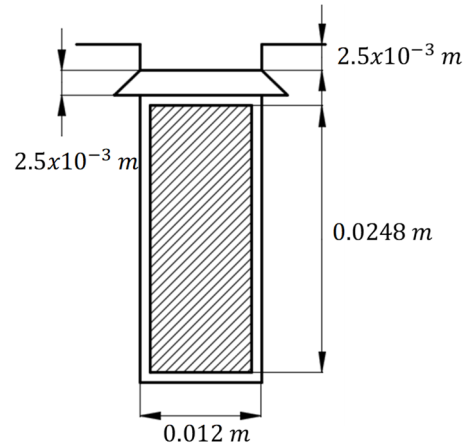


Fig. 2.5 Diseño del diente del rotor de la propuesta del MSIP

En la figura 2.4 se muestra la propuesta de diseño del diente del estator, con las medidas determinadas a través del análisis descrito anteriormente, se presentan gráficamente los elementos constitutivos del mismo, el número de conductores apilados (N_{cv}), las proporciones de aislantes de ranura y cuñas de la misma.

La figura 2.5 muestra la sección transversal del diente del rotor propuesto, de acuerdo a las características definidas, con las proporciones correspondientes de aislantes, labio y cuña, así como el espacio para el imán permanente.

2.8. Diseño propuesto del núcleo del rotor y núcleo del estator

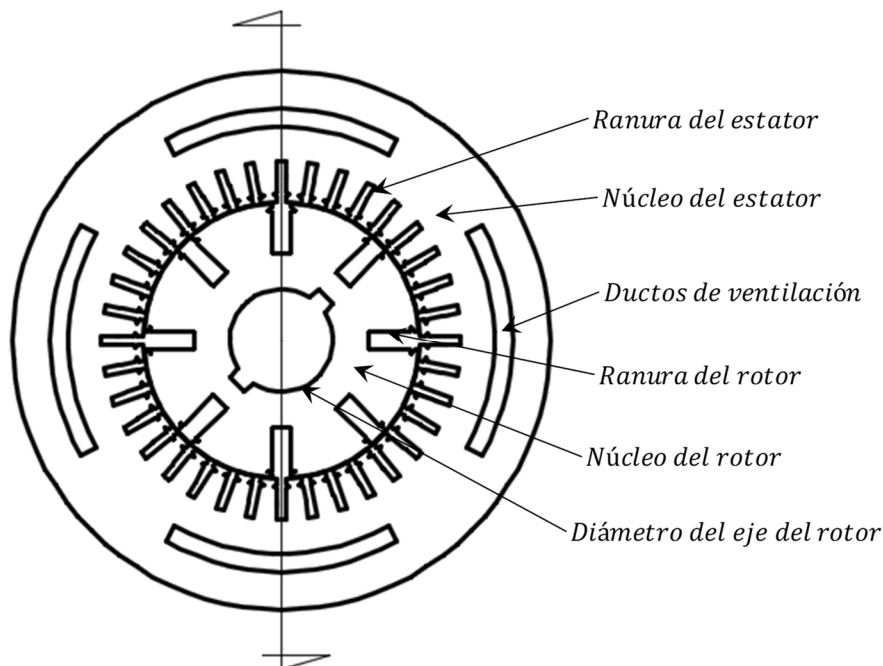


Fig. 2.6 Sección propuesta del núcleo del rotor y estator del MSIP

La figura 2.6 muestra la distribución del núcleo del rotor y núcleo del estator propuesto, con el diseño preliminar de las ranuras propuestas, ranuras de ventilación propuestas para el núcleo del estator y diámetros exteriores mayor del núcleo del estator y del barreno del eje del rotor.

2.9. Diseño tridimensional

En la figura 2.7 se ilustra la sección transversal AA' del MSIP propuesto en la figura 2.6, con los parámetros seleccionados y faltantes, se lleva a cabo la propuesta de una armadura que cumpla con los requerimientos geométricos del diseño eléctrico, el diseño mecánico de cada uno de los componentes no es tomado en cuenta con profundidad en este capítulo.

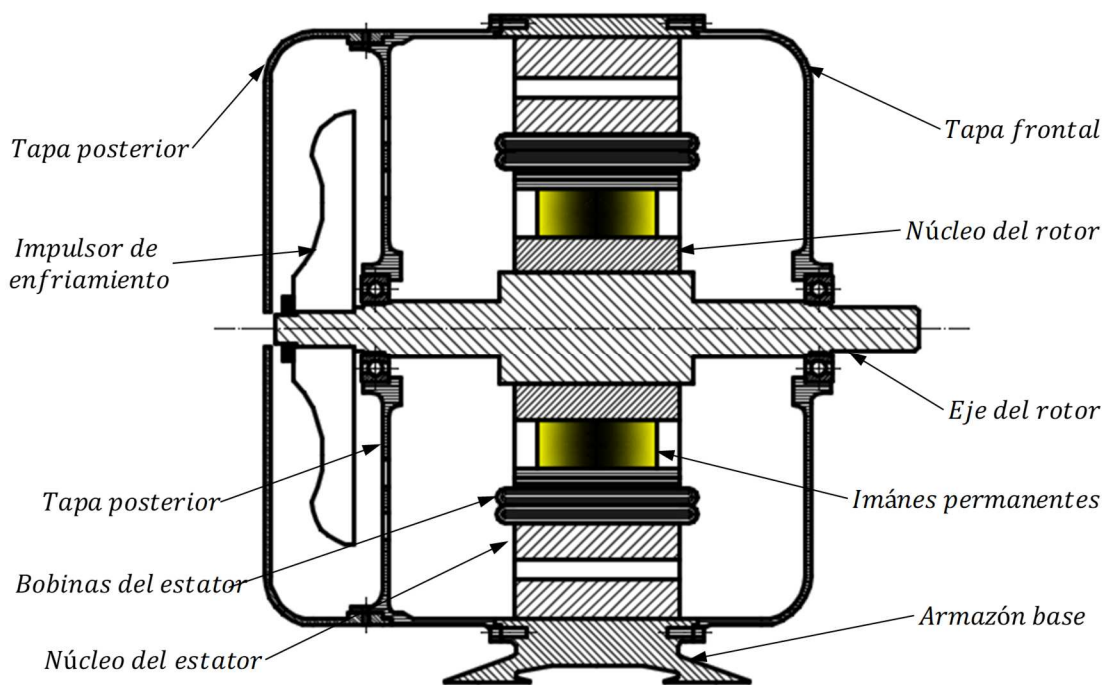


Fig. 2.7 Sección transversal del diseño propuesto del MSIP

2.10. Parámetros mecánicos

Una vez definidos los elementos dimensionales se procede a construir el modelo computacional del MSIP con el fin de determinar los parámetros faltantes necesarios para el modelado matemático.

Los parámetros calculados a partir del modelo computacional tridimensional son:

Masa = 9.116 kilogramos

Volumen = 0.00234286 metros cúbicos

Area superficial= 0.26668162 metros cuadrados

Centro de masa: (metros)

$$X = 0.00000000$$

$$Y = 0.00000000$$

$$Z = 0.00000000$$

Ejes principales de inercia y momentos principales de inercia: Kgm^2 . Tomado en el centro de masa:

$$I_x = (0.00000000, 0.00000000, 1.00000000) \quad P_x = 0.02171565$$

$$I_y = (-0.00002419, 1.00000000, 0.00000000) \quad P_y = 0.03491781$$

$$I_z = (-1.00000000, -0.00002419, 0.00000000) \quad P_z = 0.03502663$$

Bajo lo cual, los parámetros mecánicos e inerciales son calculados completamente para ser tomados en consideración por el modelo matemático. La figura 2.8 ilustra el modelo computacional del diseño obtenido.

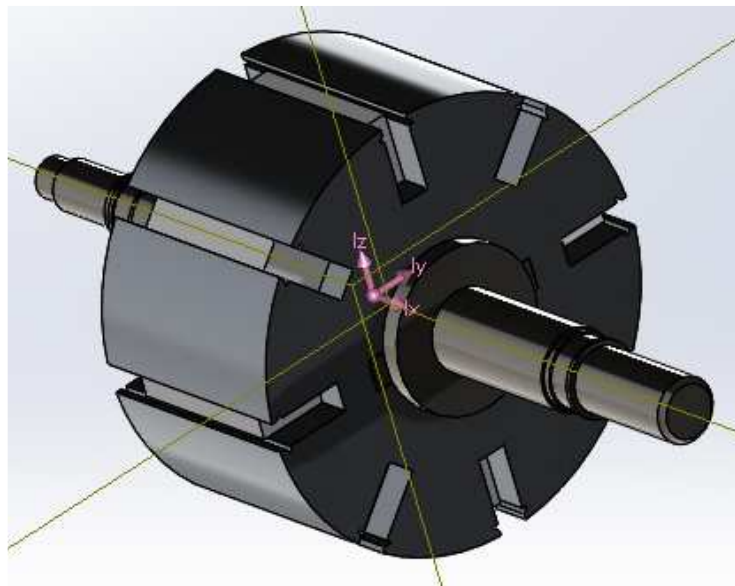


Fig. 2.8 Modelo tridimensional del rotor del MSIP de estudio

2.11. Análisis de rodamientos

La aplicación de los cojinetes de rodamientos implica una selección, montaje, lubricación y protección adecuadas, con el fin de que el funcionamiento de los cojinetes, con las condiciones especificadas, sea satisfactorio.

La decisión sobre qué clase de cojinete se debe emplear, es decir, si se debe utilizar cojinete de rodamientos o un cojinete ordinario, puede tomarse con base en uno o más de los siguientes factores:

1. Cuando los momentos de arranque son altos, los cojinetes de rodamientos son más ventajosos, debido a la acción giratoria de las bolas o de los rodillos.
2. Los cojinetes de rodamientos no son tan silenciosos como los cojinetes ordinarios, especialmente a altas velocidades de funcionamiento.
3. Cuando hay limitaciones de espacio, se prefieren los cojinetes de rodamientos si la dimensión axial es limitada y se prefieren los cojinetes ordinarios si está limitada la dimensión radial, aunque el empleo de un cojinete de collar con el correspondiente tanque de aceite, podría requerir una gran dimensión radial.
4. Cuando se desea hacer un aislamiento eléctrico, la película de aceite ayudará a proporcionar el aislamiento.
5. Los cojinetes de rodamientos dan una advertencia (haciéndose ruidosos) cuando la falla es inminente, mientras que en los cojinetes ordinarios la falla ocurre repentinamente, siendo más desastrosos los resultados.
6. Los cojinetes de rodamientos pueden soportar cargas radiales y axiales combinadas (con excepción de los cojinetes de rodillos rectos).
7. Los cojinetes de rodamientos pueden precargarse, si así se desea, con el fin de reducir las deformaciones en los cojinetes y obtener mayor exactitud, como en el caso de las máquinas herramienta.
8. Los cojinetes de rodamientos pueden engrasarse antes del montaje, con lo cual se evita el mantenimiento posterior. Cuando se utiliza aceite para lubricar cojinetes de rodamientos, el problema de la lubricación generalmente es mucho más sencillo que el que se presenta con cojinetes ordinarios. La falla del sistema de lubricación de un cojinete de rodamientos no es calamitosa, como podría serlo en el caso de un cojinete ordinario.
9. Los cojinetes de rodamientos pueden soportar altas sobrecargas por períodos cortos.

2.11.1 Equilibrio de fuerzas en el rotor

Se presenta el diagrama de cuerpo libre del rotor del MSIP en la figura 2.9 que sirve para determinar las cargas en los puntos A y B donde se colocaran los rodamientos.

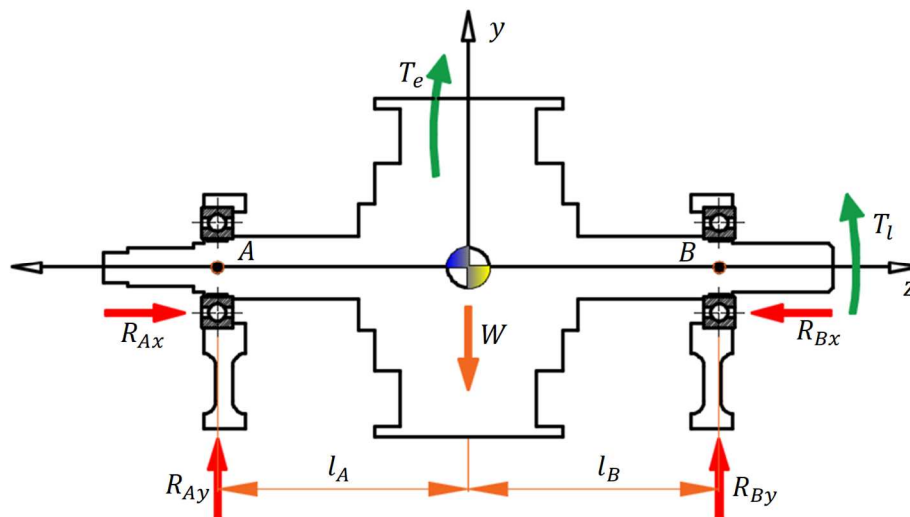


Fig. 2.9 Diagrama cuerpo libre, balance fuerzas

En el diagrama se observan las cargas externas a las que está sometido el rotor del MSIP, se puede observar el par de carga, el par eléctrico de reacción, las cargas inerciales y las cargas de reacción que ejercen los rodamientos sobre el rotor. Las ecuaciones de equilibrio estático y dinámico del rotor son definidas con base al diagrama de cuerpo libre, con el fin de determinar las fuerzas de diseño y selección del rodamiento del mismo modo.

La ecuación de equilibrio dinámico es planteada a partir del equilibrio de pares en el eje z como:

$$\sum M_z = J\alpha$$

Dado que no se tiene presencia de cargas axiales en el eje z se tiene el equilibrio en el eje x y y como:

$$\begin{aligned}\sum M_A &= 0 \\ \sum M_B &= 0\end{aligned}$$

El sistema no presenta desequilibrio traslacional, por lo tanto las fuerzas presentes en el sistema son:

$$\begin{aligned}\sum F_x &= 0 \\ \sum F_y &= 0\end{aligned}$$

La ecuación (1) será tratada en el análisis dinámico del sistema, para el diseño del rodamiento la carga tomada en cuenta se determina a través de las expresiones de las ecuaciones (2) y (3), como:

$$R_{Ay} = \frac{l_B W}{l_A + l_B}$$

$$R_{By} = \frac{l_A W}{l_A + l_B}$$

Con respecto a las reacciones en el eje axial, se tiene que, de la ecuación (4):

$$R_{Ax} = -R_{Bx} = 0$$

Lo cual implica, para los datos dados que:

$$R_{Ay} = \frac{9.81(0.1857)(9.116)}{0.1862 + 0.1857} = 44.6538 \text{ N}$$

$$R_{By} = \frac{9.81(0.1862)(9.116)}{0.1862 + 0.1857} = 44.7741 \text{ N}$$

2.11.2 Momento de rozamiento

Varía con la velocidad, la carga, la cantidad de lubricación, el montaje y la temperatura de funcionamiento. Se puede utilizar un coeficiente constante para hacer cálculos aproximados con condiciones de lubricación favorables, llamadas condiciones normales de funcionamiento. Es definido como:

$$M_f = \mu_r F \left(\frac{D}{2} \right)$$

Para cada uno de los rodamientos se tendría:

$$M_{Af} = \mu_r R_{Ay} \left(\frac{D_r}{2} \right) = (0.0015)(44.6538) \left(\frac{0.1723}{2} \right) = 5.7704 \times 10^{-3} \text{ Nm}$$

$$M_{Bf} = \mu_r R_{By} \left(\frac{D_r}{2} \right) = (0.0015)(44.7741) \left(\frac{0.1723}{2} \right) = 5.7859 \times 10^{-3} \text{ Nm}$$

2.11.3 Dimensionamiento del rodamiento

Basados en el catálogo de fabricante SKF y los datos geométricos y de carga aplicados en el MSIP de prueba, se selecciona el rodamiento número (tal), el cual cumple con los criterios de carga, vida y dimensionales requeridos. La tabla 2.11 muestra los parámetros de acuerdo a la serie del rodamiento seleccionado (en milímetros), la figura 2.10 ilustra los parámetros geométricos dimensionales a los cuales se hace referencia.

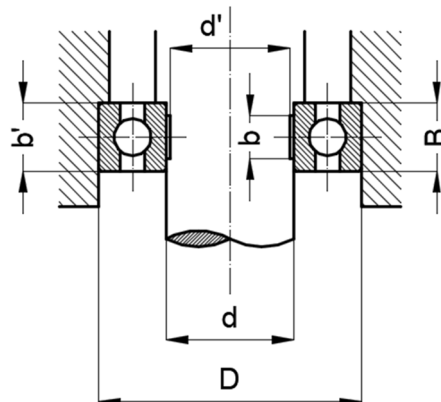


Fig. 2.10 Sección de rodamiento de selección

Tabla 2.11 Parámetros geométricos del rodamiento de selección

Serie de Rodamiento	$d \times D \times B$	Diámetro del eje d'	Anchura del asiento b	Diámetro del alojamiento	Anchura del asiento b'
6206	30x62x16	28.02 – 28.11	10	64.35 – 64.47	15

2.11.4. capacidad dinámica de los cojinetes (corregir, ver anexos)

Basada en la resistencia a la fatiga del material, que contrasta con la capacidad estática en deformación permanente. Es definida como la carga que puede soportar un rodamiento, girando a una velocidad de 33.3 rpm para durar en funcionamiento sin falla un millón de revoluciones (500 horas de funcionamiento), la duración mínima es la duración alcanzada o sobrepasada por el 90% de cojinetes de un grupo de análisis.

De acuerdo a los datos del fabricante del rodamiento 6206 seleccionado, mostrados en la tabla 2.9, se muestra la capacidad de carga dinámica, así como otras propiedades físicas del mismo.

Tabla 2.9 Parámetros de rodamiento 6206

Parámetro	Coefficiente	Valor	Unidades
Capacidad de carga dinámica	C	20.3	kN
Capacidad de carga estática	C_0	11.2	kN
Carga límite de fatiga	P_U	0.475	kN
Velocidad límite	V_r	12,000	rpm
Masa de rodamiento	m_{rb}	0.21	kg

2.11.5. Duración nominal

La magnitud aproximada de la duración nominal L para cojinetes de bolas es:

$$L = \left(\frac{C}{P}\right)^3$$

La magnitud de la carga equivalente P para cojinetes de bolas con contacto radial y angular de tipo convencional, sometidos a una combinación de carga radial y de empuje axial constante es:

$$P = XV F_r + Y F_a$$

Para el caso de análisis, utilizar $X = 1, Y = 0, V = 1.2$, lo cual implicaría una carga equivalente de:

$$P_A = 1.2(44.6538) = 53.5845 \text{ N}$$

$$P_B = 1.2(44.7741) = 53.7289 \text{ N}$$

La duración nominal sería entonces de:

$$L_A = \left(\frac{20300}{53.5845} \right)^3 = 54,371,406 \text{ revoluciones}$$

$$L_B = \left(\frac{20300}{53.7289} \right)^3 = 53,934,203 \text{ revoluciones}$$

2.12. Determinación de inductancias

Las derivaciones analíticas que relacionan las dimensiones de la máquina con las inductancias son la información más importante que los diseñadores necesitan para proporcionarle a los ingenieros de conversión y control para que realicen sus tareas respectivas. Estas expresiones se desarrollan a partir de los primeros principios y su precisión es bastante sorprendente dada la simplicidad de sus derivaciones con todas las suposiciones.

2.12.1. Inductancias de los ejes d y q

El modelo de máquina utilizado tiene dos ejes, conocidos como ejes directos y en cuadratura. De manera correspondiente, las inductancias y los parámetros de la máquina deben corresponder a este eje con los devanados del estator en el eje. La inductancia del eje directo se puede escribir como:

$$L_d = 1.125\pi\mu_0 \left[\frac{T_{ph}}{P} \right]^2 \frac{D_B L_B}{g_d}$$

Del mismo modo, la inductancia del eje q se encuentra como:

$$L_q = 1.125\pi\mu_0 \left[\frac{T_{ph}}{P} \right]^2 \frac{D_B L_B}{g_q}$$

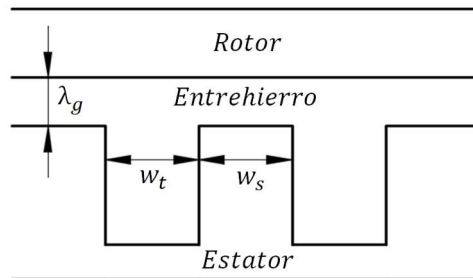


Fig. 2.11 Sección de núcleo de MSIP

Donde g_q es el espacio de aire en el eje q y es igual al espacio de aire solo ya que no contiene el imán. Espacio de aire en cuadratura, g_q es, por lo tanto, mucho más pequeño que el espacio

de aire equivalente en el eje directo g_d , con el resultado de que la inductancia del eje de cuadratura es siempre mayor que la de la inductancia del eje directo en MSIP.

2.12.2. Brecha de aire eficaz

La longitud efectiva del espacio de aire es ligeramente diferente del espacio de aire real. La densidad del flujo de aire disminuye en promedio debido al ranurado del núcleo del estator en comparación con una superficie cilíndrica sin ranuras.

Para reflejar que el espacio de aire se modifica al del espacio de aire real mediante un coeficiente conocido como coeficiente de Carter, el cual expresa la relación entre la densidad de flujo en el espacio de aire sin ranurar a la densidad de flujo con ranuras en el núcleo del estator:

$$g_d = C_{car} \lambda_g$$

donde el coeficiente de Carter C_{car} está dado por:

$$C_{car} = \frac{W_s + W_t}{W_s(1 - \sigma) + W_t} = \frac{1}{1 - \sigma \frac{W_s}{W_s + W_t}}$$

Donde:

$$\sigma = \frac{2}{\pi} \left\{ \tan^{-1} \left(\frac{W_s}{2\lambda_g} \right) - \frac{\lambda_g}{W_s} \ln \left[1 + \left(\frac{W_s}{2\lambda_g} \right)^2 \right] \right\}$$

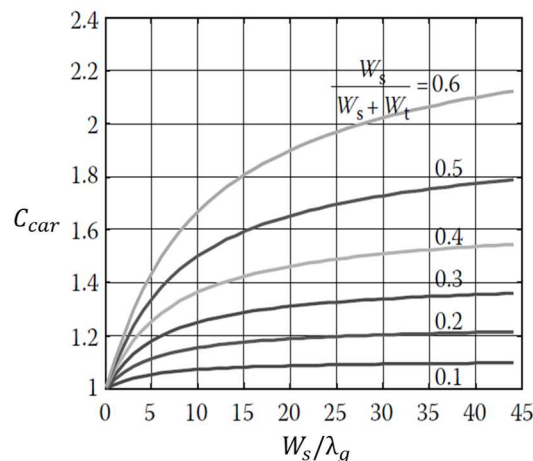


Fig. 2.12 Relación de coeficiente de Carter y parámetros del MSIP

Tanto en la ecuación del cálculo del coeficiente de Carter como en la del parámetro σ se toma en cuenta que la relación entre el ancho de la ranura y el espacio de aire y la relación entre el

ancho de la ranura y el paso de la ranura no son dimensionales y, por lo tanto, se utilizan en la gráfica del coeficiente de Carter que se muestra en la Figura 2.12.

2.12.3. Cálculo de inductancias en el plano dq

Para el caso de estudio se tiene la relación entre longitudes como:

$$\frac{W_s}{W_s + W_t} = \frac{4.97104 \times 10^{-3}}{4.97104 \times 10^{-3} + 6.2742 \times 10^{-3}} = 0.4420$$

La relación entre el entrehierro y la ranura en el entrehierro es:

$$\frac{W_s}{\lambda_g} = \frac{4.97104 \times 10^{-3}}{2.8467 \times 10^{-5}} = 174.6246$$

Bajo lo cual se observa que en las curvas características del coeficiente de Carter mostrada en la figura (**numero**) toma el valor de:

$$C_{car} = 1.8$$

El espacio de aire equivalente en el eje d es igual a:

$$g_d = C_{car} \lambda_g = (1.8)(2.8467 \times 10^{-5}) = 5.12406 \times 10^{-5}$$

El espacio de aire equivalente en el eje q toma la forma:

$$g_q = \lambda_g = 2.8467 \times 10^{-5}$$

Lo cual implicaría, para el cálculo de las inductancias:

$$L_d = 1.125\pi(4\pi \times 10^{-7}) \left[\frac{12}{4} \right]^2 \frac{(2.1192 \times 10^{-4})(2.606)}{5.12406 \times 10^{-5}}$$

$$L_q = 1.125\pi(4\pi \times 10^{-7}) \left[\frac{12}{4} \right]^2 \frac{(2.1192 \times 10^{-4})(2.606)}{2.8467 \times 10^{-5}}$$

Esto es:

$$L_d = 4.3081 \times 10^{-4}$$

$$L_q = 7.7546 \times 10^{-4}$$

2.13. Devanado de la armadura

De acuerdo a los datos obtenidos en los cálculos previos se plantea los posibles esquemas de conexión y bobinado del MSIP con las características de conexión propuesta. La imagen 2.13 ilustra el diagrama de bobinado propuesto.

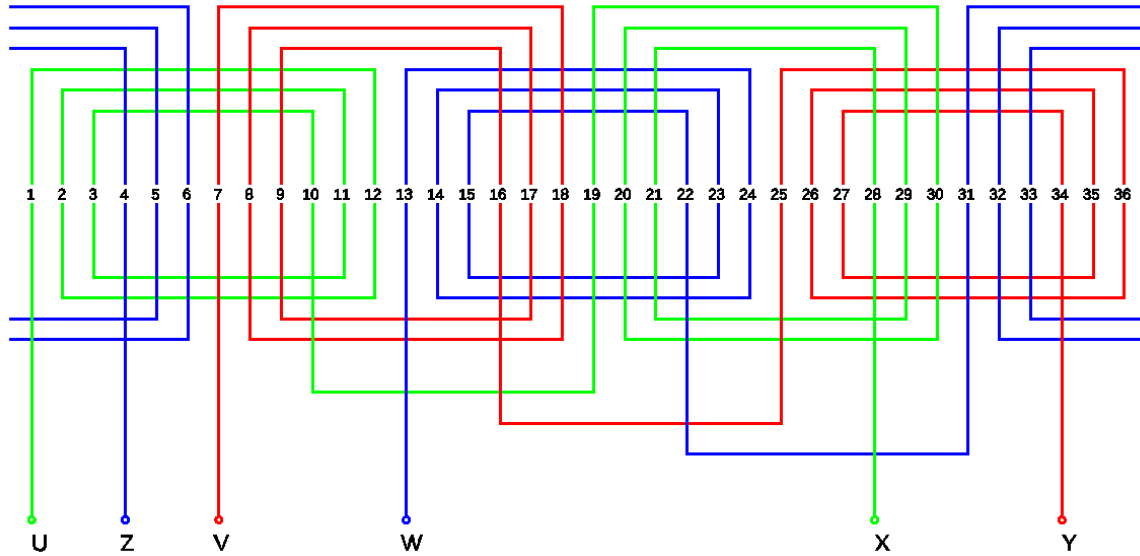


Fig. 2.13 Distribución de bobinas en el MSIP

El principio de paso (Y_0) se calcula como:

$$Y_0 = \frac{S}{3p} = \frac{36}{(3)(2)} = 6$$

El paso polar se (Y_p) calcula como:

$$Y_p = \frac{S}{2p} = \frac{36}{(2)(2)} = 9$$

El número de bobinas totales, dado que se plantea el bobinado con capa simple (B) es:

$$B = \frac{S}{2} = \frac{36}{2} = 18$$

El número de bobinas por grupo (U) toma la forma de:

$$U = \frac{B}{pq} = \frac{18}{(2)(3)} = 3$$

El número de ranuras (R) por fase es:

$$R = \frac{S}{2pq} = \frac{36}{(2)(2)(3)} = 3$$

Se presenta el esquema de bobinado del motor de tres fases a cuatro polos de una sola capa, con 36 ranuras, en seis grupos, de tres bobinas por grupo, tipo de bobinado concéntrico, conexión de polos homónimos (entrada con salida) en la figura 2.14 de una forma seccional.

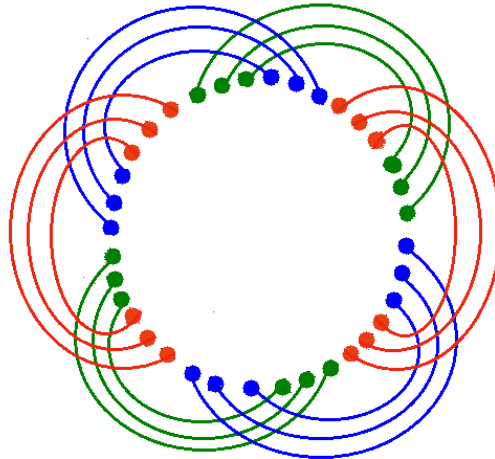


Fig. 2.14 Sección transversal del bobinado del MSIP

2.14. Resultados de diseño

En la tabla 2.10 se presentan los parámetros de diseño requeridos y propuestos para el MSIP de prueba en el presente trabajo de investigación.

En la tabla 2.11 se presenta un resumen de los parámetros de diseño de la misma, a partir de la teoría descrita de dimensionado.

Tabla 2.10 Diseño del MSIP de polos no salientes

Parámetros de diseño requeridos

Motor síncrono de Imanes permanentes
Tipo de construcción (polo interno)
Potencia de salida del eje ($P_{out} = 1118.55 \text{ W}$)
Velocidad angular nominal ($\omega_r = 188.5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$)
Número de polos de la máquina ($P = 4$)
Frecuencia nominal de la máquina ($f = 60 \text{ Hz}$)
Tensión nominal de la máquina ($V_n = 220 \text{ V}$)
Número de fases de la máquina ($m = 3$)
Par máximo ($T_l = 5.93 \text{ Nm}$)
Corriente nominal ($i_n = 5 \text{ A}$)

Tabla 2.11 Diseño del MSIP de polos no salientes

Parámetro	Símbolo	Magnitud	Unidad
Estator			
corriente por fase	I_{ph}	2.93	A
salida nominal de potencia en Kilowatts	KP_{out}	1.12	KW
número de polos	P	4	Unidades
torque de diseño	T_{max}	59.3	Nm
diámetro del rotor	D_r	0.1723	m
número de ranuras en el estator	S	36	Unidades
numero de vueltas por fase	T_{ph}	12	Unidades
reacción de armadura	ATa	22.66	
paso completo de la armadura	W_{dg}	9	ranuras
ángulo de la ranura	α_c	$\frac{\pi}{18}$	rad
amperes/vuelta sin carga	AT_{f0}	13.596	A/vuelta
amperes/vuelta en entrehierro	AT_g	10.197	A/vuelta
densidad máxima de flujo en el entrehierro	B_g	0.45	T
Longitud del entrehierro	δ	2.8467×10^{-5}	m
diámetro interior del núcleo del estator	D_i	0.1726	m
velocidad periférica del rotor	n_r	16.2392	m/s
longitud total del núcleo	l	0.09585	m
paso del polo	pp	0.1355	m
longitud bruta del hierro	l_s	0.07585	m
número de ductos de ventilación	nv	4	Unidades
longitud neta del hierro del núcleo	l_i	0.06903	m
flujo por polo	\emptyset	3.898×10^{-3}	Wb
paso de la ranura	sp	0.01506	m
ancho del diente en el entrehierro	b_{t0}	6.2742×10^{-3}	m
ancho de la ranura	w_s	4.97104×10^{-3}	m
área de conductor	A_s	9.4952×10^{-7}	m ²
ancho del conductor	w_c	2.1192×10^{-4}	m
número de conductores apilados	N_{cv}	18	Unidades
densidad de corriente	$cdsl$	308.5769	A/m ²
altura de cada barra	H_{bar}	9.2102×10^{-3}	m
altura de la ranura	H_s	0.0259	m
número de conductores totales en la ranura	p	36	Unidades
longitud del conductor media por vuelta	Lm_{tl}	1.303	m
resistencia por fase	R_{ph}	0.0346	Ω
pérdida del cobre de corriente continua	P_{cus}	0.8911	W
corrientes de perdida de Eddy	P_{eddy}	0	W
pérdidas de cobre totales en el estator (1.15%)	P_t	1.0247	W
resistencia efectiva	R_{eff}	7.9814×10^{-4}	Unidades
ancho del diente en el entrehierro	b_{t0}	0.01456	m
densidad de flujo en la punta del diente	B_{t0}	0.4309	T
ancho del diente a 1/3 de altura del diente	bt_{l3}	0.01186	m

Tabla 2.11 Diseño del MSIP de polos no salientes (continuación)

Parámetro	Símbolo	Magnitud	Unidad
densidad de flujo a 1/3 de altura de la punta del diente	Bt_{l3}	0.5290	T
flujo en el núcleo	Φ_c	1.949×10^{-3}	Wb
profundidad del núcleo	d_c	0.05576	m
diámetro externo del núcleo	D_0	0.33592	m
permeabilidad específica de la ranura	λ_s	2.906	
flujo de fuga en la ranura	Φ_s	1.2571×10^{-7}	Wb
flujo de fuga sobresaliente	Φ_0	4.1534×10^{-6}	Wb
flujo total de fuga	Φ_L	4.2791×10^{-6}	Wb
reactancia de fuga	X_L	1.0977×10^{-3}	
peso del núcleo	Kg_{core}	26.59	kg
peso del acero del estator	Kg_{stst}	32.83	kg
peso de los dientes	Kg_{teth}	6.24	kg
peso del cobre en el estator	Kg_{stcu}	0.3964	kg
perdida de cobre en el estator	P_{cul}	1.0872	W
amperes conducidos por metro	a_c	1.1217	A
pérdida del hierro	P_i	15.1086	W
Inductancia en el eje d	L_d	4.3081×10^{-4}	H
Inductancia en el eje q	L_q	7.7546×10^{-4}	H
Rotor			
tensión eficaz inducida en una fase de devanado del estator	E_f	12.4692	
volumen de todos los imanes permanentes	V_M	1.0971×10^{-3}	m^3
altura propuesta de los imanes permanentes	h_M	0.06903	m
ancho propuesto de los imanes permanentes	w_M	10×10^{-3}	m
longitud de todos los imanes permanentes	l_M	0.1986	m
longitud del eje del rotor en el núcleo	l_{Rn}	0.11185	m
longitud total del eje del rotor	l_{Rt}	0.27185	m
diámetro del eje de rotor	d_R	0.03237	m
diámetro del eje del rotor en el núcleo	d_{NR}	0.06474	m
altura total de la ranura en el rotor	H_M	0.0318	m
ancho total de la ranura en el rotor	W_M	0.012	m
Masa del rotor	m_s	9.116	kg
Inercia rotacional de masa del rotor	J	0.02171565	kgm^2
perdidas mecánicas en el rotor	P_{mec}	3.5604	W
perdida en el rodamiento en el rotor	P_{brg}	3.4532	W
perdida en ventilación del rotor	P_{ven}	0.1072	W

2.15. Conclusiones

En el presente capítulo se presenta el diseño eléctrico del MSIP con los parámetros requeridos de funcionamiento, no se toman en cuenta parámetros de cargas dinámicas, transferencia de calor, mecánica de fluidos o análisis eléctrico de optimización, por lo que el diseño propuesto

es propicio de mejoras en muchos aspectos, sin embargo, teóricamente, cumple con los requisitos solicitados de diseño requeridos, por lo tanto, es aceptable de para el presente trabajo de investigación.

3.1. Introducción

Para comprender el comportamiento dinámico del MSIP es necesario construir un modelo matemático apropiado a las características de diseño planteado, así como caracterizar adecuadamente cada uno de los parámetros que intervienen en el modelo de estudio.

La dinámica de estudio está compuesta por los modelos correspondientes a:

1. circuito eléctrico
2. Balance de torque
3. Mecánica de fractura
4. Mecanismo de fatiga
5. Transferencia de calor
6. Desbalance en el rotor

Con el modelo compuesto por los elementos anteriores se está en posibilidad de caracterizar con mayor precisión el comportamiento del MSIP bajo las condiciones de operación deseada.

3.2. Principio de funcionamiento

Para producir un par electromagnético debe estar presente un flujo de rotor y una fuerza magnetomotriz (fmm) de estator que son estacionarios entre sí pero que tienen un desplazamiento de fase distinto de cero entre ellos. En un MSIP, el flujo magnético de rotor necesario está presente debido a los imanes permanentes del rotor. Las corrientes en los devanados del estator generan en el estator la fmm. La velocidad relativa cero entre la fmm del estator y el flujo del rotor se logra si la fmm del estator gira a la misma velocidad que el flujo del rotor, es decir, la velocidad del rotor y también en la misma dirección. La fmm giratoria en el estator es el resultado de inyectar un conjunto de corrientes de polifásicas desplazadas entre sí por la misma cantidad de desplazamiento de fase entre los devanados polifásicos. Una máquina trifásica con tres devanados desplazados en el espacio por 120° eléctricos entre sí e inyectados con corrientes desplazadas por la misma cantidad de 120° eléctrico entre ellos produce una constante de campo magnético giratorio en magnitud y viaja a la frecuencia angular de las corrientes.

3.3. Modelado del circuito eléctrico

En la figura 1 se ilustra el motor síncrono de imanes permanentes de estudio definido junto a los marcos de referencia abc y dq . El eje de referencia del estator parte de la fase a , en la dirección de la F_{mm} máxima cuando se suministra una corriente de fase positiva en su nivel más elevado. Los ejes de referencia para el estator del estado b y c se seleccionan 120° y 240° grados eléctricos delante del eje a , respectivamente. Bajo la convención de elegir el marco de referencia en el eje del rotor, la dirección del flujo del imán permanente se elige como eje d , mientras que el eje q está a 90° por delante del eje d .

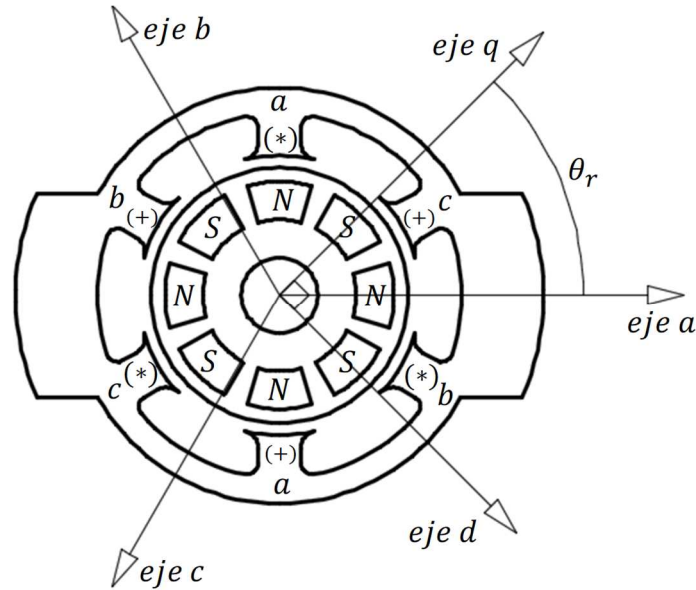


Fig. 3.1 Motor síncrono de imanes permanentes

Se plantean los siguientes supuestos a lo largo de la modelación:

1. Los devanados del estator producen una distribución fuerza magnetomotriz (F_{mm}) sinusoidal. Los armónicos espaciales en el entrehierro no son tomados en consideración.
2. La reluctancia del entre hierro tiene un componente constante, así como un componente que varía de forma sinusoidal.
3. Se considera la tensión de alimentación trifásica equilibrada.
4. Aunque se considera la saturación magnética, se descuidan los efectos de la corriente de Foucault y la histéresis.

Se define θ_r como el ángulo entre eje d y el centro del devanado de la fase a , en dirección al sentido de rotación. En una máquina eléctrica el ángulo se especifica como la posición del rotor. Mientras el rotor gira en sentido anti horario respecto al estator, el ángulo θ_r se incrementa y es relativo a la velocidad angular del rotor ω_r y al tiempo:

$$\theta_r = \omega_r t$$

3.3.1. Balance de tensión

Una corriente en un devanado del estator da lugar a un flujo de fuga y un flujo de magnetización. El flujo de magnetización se limita al entrehierro y da lugar a la onda F_{mm} giratoria. Se supone que el flujo de fuga solo afecta su propio devanado. En un circuito magnéticamente lineal, la autoinducción es la relación del flujo que fluye a través del devanado a la corriente que fluye en el devanado con todas las demás corrientes configuradas en cero.

Las ecuaciones dinámicas del comportamiento de la corriente del MSIP se determinan considerando los siguientes cambios:

- se eliminan los enlaces de flujo producidos por devanados de amortiguamiento.
- las corrientes en los devanados de amortiguamiento son iguales a cero.
- la corriente de campo se reemplaza por un parámetro constante debido a los enlaces de flujo producido por el imán permanente.

Por todo lo anterior, los enlaces de flujo en el estator del MSIP toman la forma:

$$V_a = r_s i_a + \frac{d}{dt} \lambda_a$$

$$V_b = r_s i_b + \frac{d}{dt} \lambda_b$$

$$V_c = r_s i_c + \frac{d}{dt} \lambda_c$$

Mientras que las ecuaciones de enlace de flujo son:

$$\lambda_a = L_{aa} i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c + \lambda_{ma}$$

$$\lambda_b = L_{ab} i_a + L_{bb} i_b + L_{bc} i_c + \lambda_{mb}$$

$$\lambda_c = L_{ac} i_a + L_{bc} i_b + L_{cc} i_c + \lambda_{mc}$$

Los elementos L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} son autoinducciones y los elementos inductivos restantes son inductancias mutuas. El acoplamiento de flujo entre dos devanados es igual en ambas direcciones.

Las inducciones son funciones del ángulo θ_r . Dado que las autoinducciones del estator son máximas cuando el eje q del rotor está alineado con la fase, mientras que las inductancias mutuas son máximas cuando el eje q del rotor está en el punto medio entre dos fases. Además, los efectos de la prominencia aparecieron en el estado del estator y las inductancias mutuas se indican con el término $2\theta_r$.

$$L_{aa} = L_{s0} + L_{s1} + L_x \cos(2\theta_r)$$

$$L_{bb} = L_{s0} + L_{s1} + L_x \cos(2\theta_r + 120^\circ)$$

$$L_{cc} = L_{s0} + L_{s1} + L_x \cos(2\theta_r - 120^\circ)$$

$$L_{ab} = -\frac{1}{2} L_{s0} + L_x \cos(2\theta_r - 120^\circ)$$

$$L_{bc} = -\frac{1}{2} L_{s0} + L_x \cos(2\theta_r)$$

$$L_{ac} = -\frac{1}{2}L_{s0} + L_x \cos(2\theta_r + 120^\circ)$$

dónde $L_d = +L_{md}$ y $L_q = L_{ls} + (L_{mq})$ (L_{md}) y L_{md} son las inductancias de magnetización equivalentes de las bobinas en el marco de referencia d y q respectivamente, las cuales se pueden calcular como:

$$L_{md} = \frac{3}{2}(L_a + L_b)$$

$$L_{mq} = \frac{3}{2}(L_a - L_b)$$

Para las inductancias mutuas en las ecuaciones anteriores, el coeficiente (-1/2) se debe al hecho de que las fases del estator se desplazan 120° y $\cos(120) = - (1/2)$. Mientras tanto, los enlaces de flujo en los devanados del estator debido al imán permanente son:

$$\lambda_{ma} = \lambda_m \cos(\theta_r)$$

$$\lambda_{mb} = \lambda_m \cos(\theta_r - 120^\circ)$$

$$\lambda_{mc} = \lambda_m \cos(\theta_r + 120^\circ)$$

3.3.2. Transformación de Clarke- Park

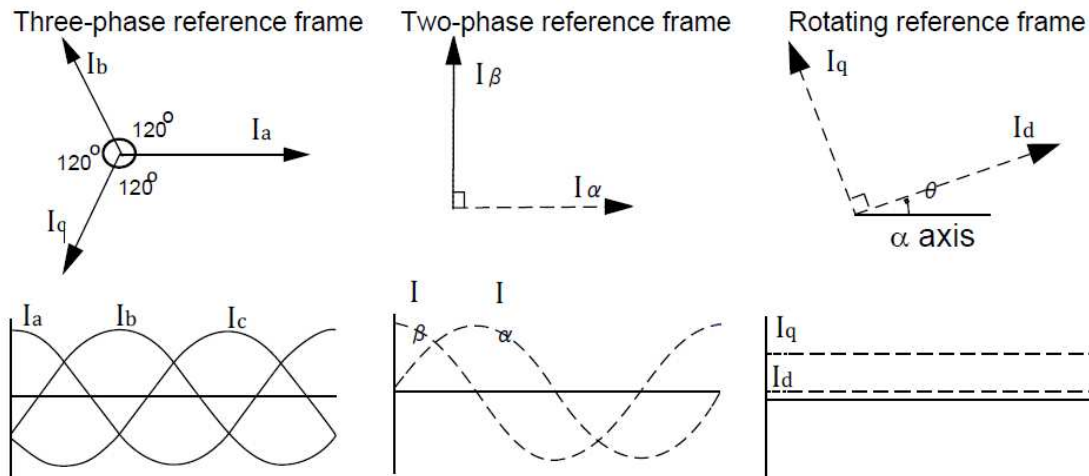


Fig. 3.2 Proceso de transformación de Clarke-Park

El comportamiento de las máquinas trifásicas generalmente se describe por sus ecuaciones de voltaje y corriente. Los coeficientes de las ecuaciones diferenciales que describen su comportamiento varían con el tiempo (excepto cuando el rotor está parado). El modelado matemático de tal sistema tiende a ser complejo, ya que los enlaces de flujo, los voltajes inducidos y las corrientes cambian continuamente a medida que el circuito eléctrico está en movimiento relativo. Para un análisis de máquina eléctrica tan complejo, las

transformaciones matemáticas se usan a menudo para desacoplar variables y resolver ecuaciones que involucran cantidades variables en el tiempo al referir todas las variables a un marco de referencia común. La figura 2 ilustra los efectos de las transformaciones utilizadas en el análisis del MSIP:

- Transformación Clarke
- Transformación de Park

Para cualquiera de las variables de interés (corriente, voltaje y enlace de flujo) que se deseen transformar del sistema de referencia abc al sistema de referencia dq , se define la transformación de Clarke-Park, en este caso los voltajes, de la forma:

$$\begin{bmatrix} V_q \\ V_d \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r + 120^\circ) \\ \text{sen}(\theta_r) & \text{sen}(\theta_r - 120^\circ) & \text{sen}(\theta_r + 120^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

Dado que los voltajes se encuentran equilibrados se cumple la condición:

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

Lo cual implicaría:

$$V_0 = 0$$

Para los voltajes en el sistema de referencia dq se tiene:

$$V_q = r_s i_q + \frac{d}{dt} \lambda_q + \omega_r \lambda_d$$

$$V_d = r_s i_d + \frac{d}{dt} \lambda_d - \omega_r \lambda_q$$

Tomando en cuenta que a medida que la máquina gira, el marco de referencia dq gira a una velocidad angular ω_r , mientras que los ejes del estator abc están fijos en el espacio. La elección de este marco giratorio simplifica las ecuaciones dinámicas del modelo, donde:

$$\lambda_q = L_q i_q$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_m$$

Aquí, L_q y L_d se llaman inductancias síncronas de los ejes d y q , respectivamente, y se definen como:

$$L_q = \frac{3}{2}(L_{s0} + L_x) + L_{s1}$$

$$L_d = \frac{3}{2}(L_{s0} - L_x) + L_{s1}$$

Como se observa, las inductancias síncronas son inductancias efectivas en condiciones de 3 fases equilibradas. Cada inductancia síncrona se compone de autoinducción (que incluye la inductancia de fuga) y contribuciones de otras corrientes de 2 fases. Ahora, se puede obtener una ecuación más conveniente al eliminar los términos de enlace de flujo de las ecuaciones (numero) como:

$$V_q = r_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_m$$

$$V_d = r_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q$$

La Figura 3 muestra un circuito equivalente dinámico de un MSIP basado en las ecuaciones (numero). En la práctica, los circuitos magnéticos están sujetos a saturación a medida que aumenta la corriente. Especialmente, cuando i_q aumenta, el valor de L_q disminuye y λ_m y L_d están sujetos a una reacción de armadura. Desde I_d se mantiene a cero o valor negativo (desmagnetización) en la mayoría de las condiciones operativas, la saturación de L_d rara vez ocurre.

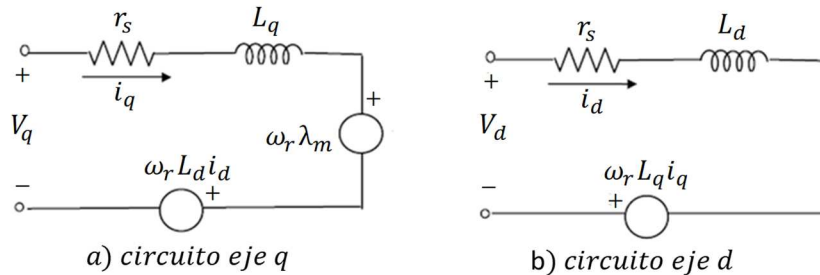


Fig. 3.3 Circuito equivalente de un MSIP

3.4. Dinámica de ángulo eléctrico y ángulo mecánico

Para fines de análisis e interpretación es necesario relacionar la posición del rotor de una máquina síncrona con el voltaje suministrado. El desplazamiento angular eléctrico del rotor en relación con su voltaje terminal se define como el ángulo del rotor (θ_r).

El ángulo del rotor es el desplazamiento del rotor generalmente referido al valor positivo máximo de la componente fundamental del voltaje de terminal del pase a. Por lo tanto, el ángulo del rotor expresado en radianes es:

$$\delta = \theta_r - \theta_v$$

La velocidad angular eléctrica del rotor es ω_r , ω_v es la velocidad angular eléctrica de los voltajes en las terminales. La definición anterior del ángulo eléctrico (δ) es válida independientemente del modo de operación.

Es importante tener en cuenta que el ángulo del rotor se usa a menudo como argumento en la transformación entre el rotor y los marcos de referencia que giran sincrónicamente porque ω_v es la velocidad del cuadro de referencia que gira sincrónicamente y también es la velocidad angular de θ_v .

En operación de balance, los voltajes en las terminales del estator pueden ser expresados como:

$$\begin{aligned}V_{d0} &= V_s \sqrt{2} \text{sen}(\delta) \\V_{q0} &= V_s \sqrt{2} \text{cos}(\delta) \\ \frac{d\delta}{dt} &= \omega_r - 2\pi f\end{aligned}$$

Lo cual implicaría una relación en el estudio de balance realizado como:

$$\delta = \theta_r - (2\pi f)t$$

3.5. Distribución sinusoidal de la FMM

La fuerza magnetomotriz es aquella capaz de producir un flujo magnético entre dos puntos de un circuito magnético. Es una de las variables usadas para describir un campo magnético. El potencial magnético o F_s , es la fuente que produce el flujo magnético en un circuito magnético.

Considerando un devanado trifásico equilibrado sinusoidalmente distribuido sobre el espacio que tiene un número igual de vueltas en cada fase y tiene un desplazamiento espacial de 120° eléctricos entre los devanados de fase sucesivos. Las corrientes de fase también se equilibran, ya que tienen picos iguales, estas corrientes de estator se escriben como:

$$\begin{aligned}i_a &= I_m \text{sen}(\omega_r t) \\i_b &= I_m \text{sen}\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \\i_c &= I_m \text{sen}\left(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}$$

La corriente RMS I_m en el estator se puede evaluar como:

$$I_m = \sqrt{\frac{i_d^2 + i_q^2}{2}}$$

$$I_m = \frac{\sqrt{i_a^2 + i_b^2 + i_c^2}}{\sqrt{2}}$$

Cuando los tres devanados del estator son desplazados en el espacio por $2\pi/3$ radianes eléctricos y alimentados por un conjunto equilibrado de voltajes sinusoidales, el resultado es una sola onda de F_{mm} giratoria con la misma frecuencia y con una amplitud de $3/2$ veces la de cada devanado. Si T_{ph} es el número efectivo de giros en cada fase, incluidos los efectos de los factores de inclinación, distribución y sesgo, entonces las fmm de fase individuales por polo, correspondientes a la posición espacial θ_r están dados por:

$$F_a = F_{max} \text{sen}(\delta) \text{sen}(\omega_r t)$$

$$F_b = F_{max} \text{sen}\left(\delta - \frac{2\pi}{3}\right) \text{sen}\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$F_c = F_{max} \text{sen}\left(\delta + \frac{2\pi}{3}\right) \text{sen}\left(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Donde el valor pico de la fmm por polo puede expresarse como:

$$F_{max} = \frac{T_{ph} I_m}{P}$$

La distribución de las fases de la FMM se muestra en la Figura 3.4, donde se observa que se dirigen a lo largo del eje magnético de las fases respectivas. Es a partir de la dirección de las corrientes en las bobinas de las fases y la distribución del flujo que se derivan tanto el eje magnético como la dirección de la FMM.

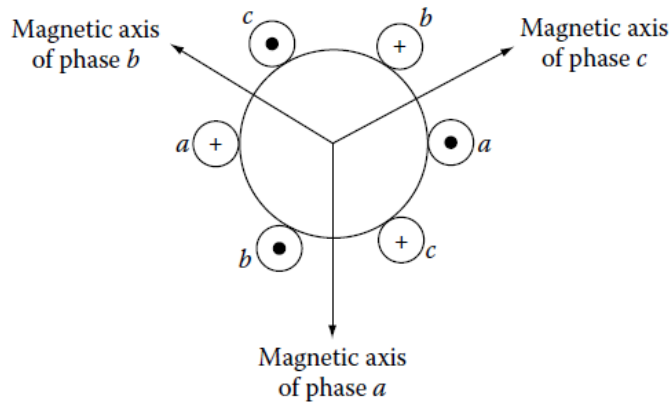


Fig. 3.4 Distribución

La fmm resultante en el estator viene dada por la suma individual de cada termino. Los términos de la fmm de fase individual se descomponen en componentes giratorios hacia adelante y hacia atrás como:

$$F_a = F_{max} \left[\frac{1}{2} \cos(\delta - \omega_r t) + \frac{1}{2} \cos(\delta + \omega_r t) \right]$$

$$F_b = F_b^+ + F_b^- = F_{max} \left[\frac{1}{2} \cos(\delta - \omega_r t) + \frac{1}{2} \cos\left(\delta + \omega_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

$$F_c = F_c^+ + F_c^- = F_{max} \left[\frac{1}{2} \cos(\delta - \omega_r t) + \frac{1}{2} \cos\left(\delta + \omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

Cuando se suman estas fmm de fase para obtener la fmm resultante de la máquina, los componentes giratorios hacia atrás se suman a cero y la suma de los componentes giratorios hacia adelante da como resultado

$$F_a^+ + F_b^+ + F_c^+ = \frac{3}{2} F_{max} \cos(\delta - \omega_r t)$$

$$F_a^- + F_b^- + F_c^- = 0$$

De ahí que la onda resultante F_{mm} , sea:

$$F_{mm} = \frac{3}{2} F_{max} \cos(\delta - \omega_r t)$$

$$F_{mm} = \frac{3}{2} \left[\frac{T_{ph} I_m}{P} \right] \cos(\delta - \omega_r t)$$

3.6. Representación fundamental del torque electromagnético

El par electromagnético es la variable de salida más importante que determina la dinámica del MSIP, generando a su vez parámetros mecánicos como la posición y la velocidad del rotor. Se deriva al observar la potencia de entrada y sus diversos componentes, como las pérdidas resistivas, la potencia mecánica y la tasa de cambio de la energía magnética almacenada. Una forma alternativa fundamental del torque es aquella expresada como una interacción entre la fmm del estator y el rotor (en este caso, imán permanente). La densidad fundamental pico de flujo de imán se puede expresar como:

$$B_{m1} = \frac{\mu_0 F_m}{g_d}$$

La densidad de flujo fundamental máxima se expresa en términos de la densidad de flujo remanente, para eso se requiere la densidad de flujo de operación del imán y se deriva como:

$$B_m = \frac{B_r(l_m/\mu_{rm})}{Cl_g + l_m/\mu_{rm}} = \frac{B_r l_m}{g_d \mu_{rm}}$$

Usando las ecuaciones anteriores, la fmm del imán permanente se deriva como:

$$F_m = \frac{B_{m1} g_d}{\mu_0} = \left[\frac{4}{\pi} B_m \text{sen}(\beta) \right] \frac{g_d}{\mu_0}$$

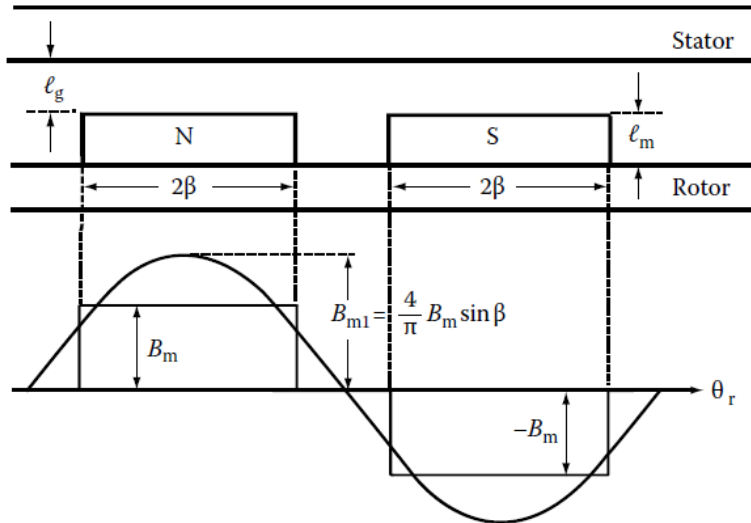


Fig. 3.5 Relación entre la densidad de flujo magnético y su fundamental [Ref.]

La relación entre la densidad de flujo del imán y su densidad de flujo fundamental se puede ver en la figura 3.5. La densidad de flujo del imán permanente se puede sustituir como [ref]:

$$T_e = 2(DL) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{3}{2} \left[\frac{k_\omega T_{ph} I_m}{P} \right] \left[\frac{4}{\pi} B_m \text{sen}(\beta) \right] \text{sen}(\delta)$$

Lo cual implica, en forma abreviada:

$$T_e = 2\mu_0 \left(\frac{DL}{g_d}\right) \left(\frac{P}{2}\right) F_s F_m \text{sen}(\delta)$$

La representación del par electromagnético ahora es un producto cruzado de las fmm del estator y el rotor que contiene las dimensiones físicas cruciales dadas por el diámetro menor del estator, la longitud de la bobina, el entrehierro y el número de polos en el MSIP.

3.7. Torque electromagnético en el sistema de referencia dq

El par eléctrico puede ser expresado a partir de dos términos. El primer término indica el torque como resultado de la interacción del imán permanente en el rotor y la corriente del

estator del eje q, Normalmente se le conoce como el par sincrónico T_{es} . El segundo término contiene La variación de reluctancia, se conoce como par de reluctancia T_{er} . Estos dos términos se escriben en función de las relaciones obtenidas para las inductancias en el eje dq por separado, con lo cual el torque eléctrico es una función de estos como:

$$T_e = T_{es} + T_{er}$$

$$T_{er} = \frac{3P}{2} \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} (L_d - L_q) \right] I_m^2 \text{sen}(2\delta)$$

$$T_{es} = \frac{3P}{2} \frac{1}{2} \lambda_m I_m \text{sen}(\delta)$$

Sustituyéndolos en la expresión del torque electromagnético se obtiene:

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{1}{2} \left[\lambda_m I_m \text{sen}(\delta) + \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_m^2 \text{sen}(2\delta) \right]$$

Las corrientes del estator en el marco de referencia dq se expresan como:

$$i_q = I_m \text{sen}(\delta)$$

$$i_d = I_m \text{cos}(\delta)$$

El torque electromagnético es expresado finalmente como:

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{1}{2} [\lambda_m + (L_d - L_q) i_d] i_q$$

3.8. Potencia y voltaje en terminales del MSIP

Para este modelo, la potencia instantánea se describe como:

$$P_i = \frac{3}{2} [V_q i_q + V_d i_d]$$

La potencia de salida se puede obtener reemplazando V_q y V_d por los voltajes de velocidad asociados como:

$$P_o = \frac{3}{2} [-\omega_r \lambda_q i_d - \omega_r \lambda_d i_q]$$

Usando las condiciones de carga, los voltajes en terminales del estator, también se pueden calcular como sigue:

$$V_d = r_s i_d - L_d i_q \omega_r$$

$$V_q = r_s i_q - \lambda_m \omega_r - L_q i_q \omega_r$$

3.9. Ecuación de balance de torque

Los movimientos de rotación se definen como extensión de la ley de Newton, la suma algebraica de momentos o pares alrededor de un eje fijo es igual al producto de la inercia por la aceleración angular alrededor de un eje. Los elementos bases constitutivos son: el momento de inercia, el resorte tensional y la fricción viscosa. El comportamiento del rotor del MSIP de estudio puede describirse con la ayuda de la ecuación de equilibrio de par:

$$2J_m \frac{d^2 \theta_r}{dt^2} + \beta \frac{d\theta_r}{dt} + K\theta_r = T_e \mp T_l$$

El signo - es para aceleración (modo motor) y el signo "+" es para desaceleración (modo de frenado). Suponiendo que $K = 0$ la ecuación de equilibrio de par se convierte en:

$$2J_m \frac{d^2 \theta_r}{dt^2} \approx T_e \mp T_l - \beta \frac{d\theta_r}{dt}$$

Definiendo la relación entre la posición angular y velocidad angular se tiene:

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{2J_m} [T_e - T_l - \beta \omega_r]$$

3.10. Dinámica de Fractura en el eje del MSIP

Se propone el comportamiento de fractura del eje del rotor a causa de la variación del esfuerzo de carga T_l , y a la presencia de singularidades en el comportamiento del eje del rotor que, a través de una dinámica de apertura y cierre de la misma, generara un comportamiento de falla frágil en el sistema, como se ilustra a continuación.

El comportamiento de la grieta a toma la estructura de la ecuación de Paris, como:

$$\frac{da}{dt} = cf \Delta k^n$$

Donde el factor de intensidad de esfuerzos se define como:

$$\Delta k = \Delta \tau_{max} \sqrt{\pi a}$$

Se propone la variación del esfuerzo a partir del comportamiento del esfuerzo cortante en el punto de concentración de esfuerzo, definido a partir de la presencia de la grieta, a partir de una sección circular hueca del eje del rotor, a causa del aumento del tamaño de la singularidad presente en el eje, como:

$$\Delta\tau_{max} = \frac{T_e D}{2J_a}$$

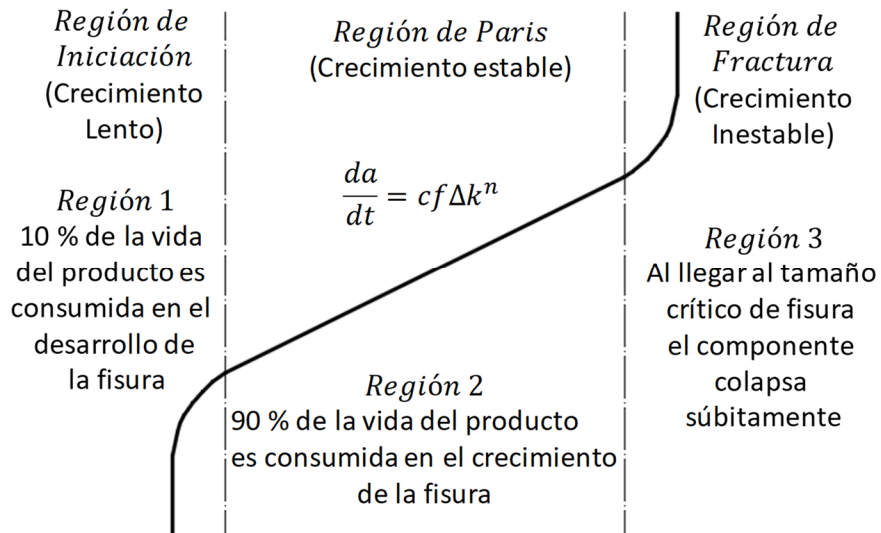


Fig. 3.6 Circuito equivalente de un MSIP

El diámetro menor del eje d se propone a partir de la variación en el tamaño de la grieta como:

$$d = ga$$

Donde, g toma el comportamiento de respiro del eje propuesto por Mayes y Davis:

$$g = \frac{1 + \cos(\omega_r t)}{2}$$

Como consecuencia de la presencia de la grieta en el eje del rotor, se propone una variación en el comportamiento del momento rotacional de inercia de área, definido por:

$$J_a = \frac{\pi D^4}{32} - \hat{J}$$

Donde \hat{J} implica la variación de la rigidez a causa de la presencia de la grieta, la cual toma la forma, calculada a partir del centro del eje, mediante el teorema de los ejes paralelos como:

$$\hat{J} = \frac{\pi d^4}{32} + \frac{\pi d^2 D}{8}$$

Lo cual implicaría una inercia de área de la forma:

$$J_a = \frac{\pi D^4}{32} - \frac{\pi d^2}{8} \left(\frac{d^2}{4} + D \right)$$

3.11. Mecanismo de fatiga del eje del rotor del MSIP

Según la Sociedad Americana de Pruebas en Materiales (ASTM, en inglés) define el proceso de fatiga como el cambio estructural permanente, progresivo y localizado que ocurre en un material sujeto a tensiones y deformaciones variables en algún punto o puntos del elemento estructural, el cual produce fisuras o la fractura completa tras un número suficiente de fluctuaciones [Ref.].

El proceso de fallo por fatiga de elementos estructurales sometidos a cargas cíclicas implica las etapas de iniciación de fisura, crecimiento paulatino de la fisura y fractura rápida del componente.

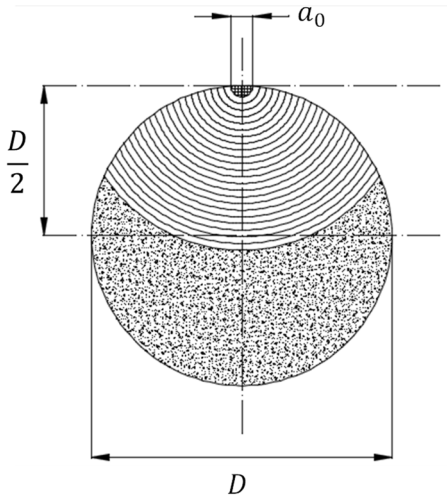


Fig. 3.7 Mecanismo de fatiga de materiales dúctiles

La figura 3.7 ilustra la sección transversal de un elemento estructural sometido al proceso de fatiga, definiéndose el tamaño de iniciación de la fisura transversal como a_0 . Una vez pasado este proceso, el crecimiento de la fisura continua de manera paulatina, consumiendo el 90% de la vida del producto durante este proceso hasta alcanzar el tamaño crítico a_c , bajo el cual, el elemento estructural no soporta los esfuerzos ocasionados a consecuencia de la nueva configuración geométrica del elemento estructural, colapsando abruptamente en forma similar a la ruptura frágil.

El modelo propuesto de falla está basado en el comportamiento idealizado del número de ciclos de trabajo de una maquina rotativa con respecto al tiempo que transcurre antes de la falla por fatiga, el cual tomaría la forma mostrada en la figura 1.

En la figura 8 se observa que conforme avanza el horizonte de tiempo de funcionamiento, el comportamiento de los ciclos de trabajo de la maquina rotativa va en aumento progresivo, como es de esperarse, pasado cierto tiempo, la maquina colapsa por fatiga de manera abrupta, produciéndose el colapso frágil mediante el mecanismo de fisura.

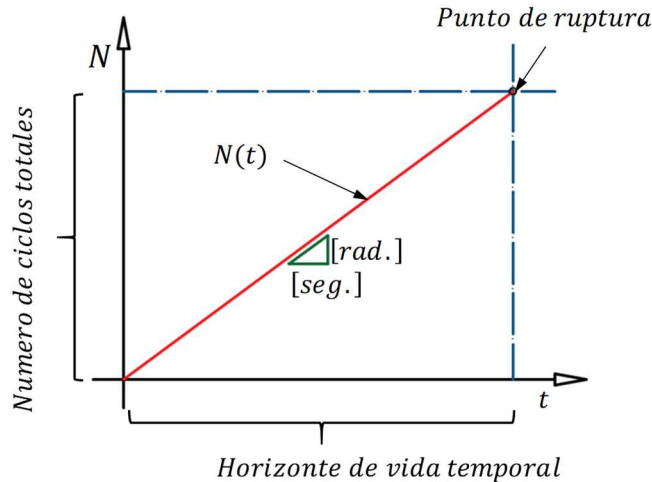


Fig. 3.8 Relación entre ciclo de vida y tiempo de funcionamiento

El modelo planteado toma en cuenta el comportamiento anterior, con la variación en que, toma en cuenta e comportamiento no lineal debido al factor de esfuerzos de trabajo, entre los esfuerzos teóricos y reales debidos a la mecánica de la fractura por fatiga. La ecuación que modela el comportamiento descrito es:

$$N(t) = K_{\omega} t^{F_{\sigma}}$$

Para este modelo propuesto, se define el factor de esfuerzo de trabajo como:

$$F_{\sigma} = \frac{\tau_0}{\Delta\tau_{max}}$$

Se define el esfuerzo integro en el eje del rotor como:

$$\tau_0 = \frac{16T_e}{\pi D^3}$$

El coeficiente de proporcionalidad $[K_{\omega}]$ entre número de ciclos y tiempo de funcionamiento toma la forma de:

$$K_\omega = \omega_r$$

A partir de la definición propuesta mediante la ecuación (1) se plantea que el comportamiento del número de ciclos de trabajo con respecto al horizonte de vida temporal sea dependiente del factor de esfuerzos, que a su vez depende del tamaño de la fisura interna en el eje del rotor, conforme esta vaya aumentando de tamaño, el factor de esfuerzo de trabajo pasara a tomar valores superiores a la unidad, lo que implicara un comportamiento exponencial con tendencia a un valor máximo en el espacio temporal, lo cual implicará el límite temporal que, bajo las condiciones de carga y funcionamiento llegara a tener el eje del rotor. La figura 3.9 ilustra este comportamiento planteado.

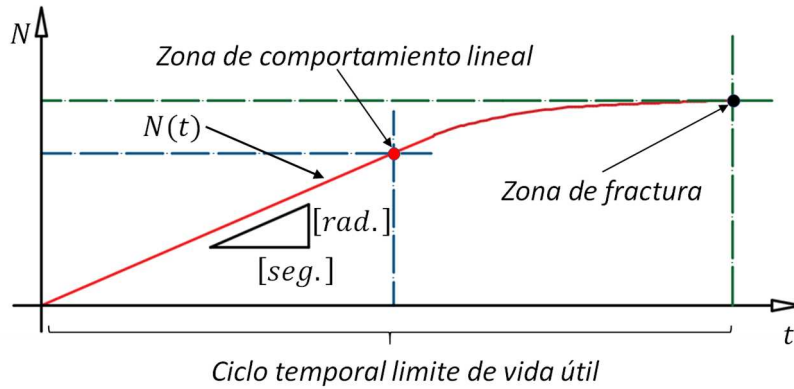


Fig. 3.9 Numero de ciclos bajo fractura del eje

La rapidez de cambio del número de ciclos con respecto al tiempo es definida como:

$$\frac{dN}{dt} = k_\omega \left[F_\sigma t^{F_\sigma - 1} + t^{F_\sigma} \ln(t) \frac{dF_\sigma}{dt} \right] + t^{F_\sigma} \frac{d\omega_r}{dt}$$

La variación del factor de esfuerzo con respecto al tiempo toma la forma:

$$\frac{dF_\sigma}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\frac{\tau_0}{\Delta\tau_{max}} \right] = \frac{d}{dt} \left[\frac{\frac{16T_e}{\pi D^3}}{\frac{T_e D}{2J_a}} \right] = \frac{d}{dt} \left\{ \frac{32J_a T_e}{\pi D^4 T_e} \right\}$$

$$\frac{dF_\sigma}{dt} = \frac{32}{\pi D^4} \left[\frac{dJ_a}{dt} \right]$$

Donde se tiene que:

$$\frac{dJ_a}{dt} = -\frac{\pi}{32} \frac{d(d^4)}{dt} - \frac{\pi D}{8} \frac{d(d^2)}{dt}$$

Donde se tiene que la rapidez de cambio de la fisura con respecto al tiempo es propuesta por Paris como:

$$\frac{da}{dt} = c \frac{dN}{dt} \Delta k^n$$

Lo cual implicara, simplificando:

$$\begin{aligned} \frac{dJ_a}{dt} &= -\frac{\pi}{8} (ga)^3 \left[a \frac{dg}{dt} + cg \frac{dN}{dt} \Delta k^n \right] - \frac{\pi D}{4} (ag) \left[a \frac{dg}{dt} + cg \frac{dN}{dt} \Delta k^n \right] \\ \frac{dJ_a}{dt} &= -\frac{\pi}{4} \left[a \frac{dg}{dt} + cg \frac{dN}{dt} \Delta k^n \right] \left[\frac{(ga)^3}{2} + D(ag) \right] \end{aligned}$$

Lo que implica, planteando la derivada de F_σ :

$$\frac{dF_\sigma}{dt} = -\frac{8}{D^4} \left[a \frac{dg}{dt} + cg \frac{dN}{dt} \Delta k^n \right] \left[\frac{(ga)^3}{2} + D(ag) \right]$$

La derivada de la función de respiro es:

$$\frac{dg}{dt} = -\frac{\text{sen}(\omega_r t)}{2} \left[\omega_r + t \frac{d\omega_r}{dt} \right]$$

Lo cual implicaría, para la derivada de F_σ :

$$\frac{dF_\sigma}{dt} = \left[\left(\omega_r + t \frac{d\omega_r}{dt} \right) \frac{4a}{D^4} \text{sen}(\omega_r t) - \frac{8cg}{D^4} \frac{dN}{dt} \Delta k^n \right] \left[\frac{(ga)^3}{2} + D(ag) \right]$$

Sustituyendo en la derivada del número de ciclos se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{dN}{dt} &= k_\omega \left\{ F_\sigma t^{F_\sigma - 1} \right. \\ &\quad \left. + t^{F_\sigma} \ln(t) \left[\left(\omega_r + t \frac{d\omega_r}{dt} \right) \frac{4a}{D^4} \text{sen}(\omega_r t) - \frac{8cg}{D^4} \frac{dN}{dt} \Delta k^n \right] \left[\frac{(ga)^3}{2} + D(ag) \right] \right\} \\ &\quad + t^{F_\sigma} \frac{d\omega_r}{dt} \end{aligned}$$

Factorizando se tiene:

$$\begin{aligned}
\frac{dN}{dt} & \left[\frac{D^4 - [c\Delta k^n \omega_r t^{F_\sigma} \ln(t)][4a^3 g^4 + 8D(ag^2)]}{D^4} \right] \\
& = \left[\frac{\omega_r \ln(t) \text{sen}(\omega_r t)}{D^4} \right] \left[t^{F_\sigma+1} 2a^4 g^3 + 4t^{F_\sigma} D(a^2 g)t \right. \\
& \quad \left. + \frac{t^{F_\sigma} D^4}{\omega_r \ln(t) \text{sen}(\omega_r t)} \right] \frac{d\omega_r}{dt} \\
& \quad + \left[\frac{\omega_r F_\sigma t^{F_\sigma-1} D^4}{t^{F_\sigma} \ln(t) \omega_r^2 \text{sen}(\omega_r t)} + 2a^4 g^3 + 4a^2 Dg \right] \left[\frac{t^{F_\sigma} \ln(t) \omega_r^2 \text{sen}(\omega_r t)}{D^4} \right]
\end{aligned}$$

Planteando las funciones:

$$\begin{aligned}
P_1 & = \left[\frac{D^4 - [c\Delta k^n \omega_r t^{F_\sigma} \ln(t)][4a^3 g^4 + 8D(ag^2)]}{D^4} \right] \\
P_2 & = \left[\frac{\omega_r \ln(t) \text{sen}(\omega_r t)}{D^4} \right] \left[t^{F_\sigma+1} 2a^4 g^3 + 4t^{F_\sigma} D(a^2 g)t + \frac{t^{F_\sigma} D^4}{\omega_r \ln(t) \text{sen}(\omega_r t)} \right] \\
P_3 & = \left[\frac{\omega_r F_\sigma t^{F_\sigma-1} D^4}{t^{F_\sigma} \ln(t) \omega_r^2 \text{sen}(\omega_r t)} + 2a^4 g^3 + 4a^2 Dg \right] \left[\frac{t^{F_\sigma} \ln(t) \omega_r^2 \text{sen}(\omega_r t)}{D^4} \right]
\end{aligned}$$

Lo cual implicaría:

$$P_1 \frac{dN}{dt} = P_2 \frac{d\omega_r}{dt} + P_3$$

Se tiene la ecuación de coeficientes variables de la rapidez de cambio del número de ciclos, con respecto al tiempo, en función de la velocidad angular, como:

$$\frac{dN}{dt} = F_1 + F_2 \frac{d\omega_r}{dt}$$

Donde:

$$F_1 = \frac{P_2}{P_1}$$

$$F_2 = \frac{P_3}{P_1}$$

La expresión anterior es sustituida en el modelo de fatiga propuesto por Paris, teniéndose finalmente:

$$\frac{da}{dt} = c\Delta k^n \left[F_1 + F_2 \frac{d\omega_r}{dt} \right]$$

A partir del modelo propuesto anteriormente se puede determinar el comportamiento del ciclo de vida de equipos sometidos a cargas dinámicas, concretamente, aplicado a sistemas rotatorios.

3.12. Mecanismo de transferencia de Calor

Como consecuencia del trabajo prolongado de la máquina rotativa, en el caso de análisis un MSIP, se tendrá un efecto de calentamiento ocasionado por un incremento de la temperatura, ocasionado por el efecto Joule de paso de corriente a través de la resistencia eléctrica del devanado del motor, lo que se verá reflejado en una variación del coeficiente de resistencia eléctrica y el comportamiento del módulo de elasticidad del material del rotor.

La transferencia de calor siempre ocurre cuando hay una diferencia de temperatura en un sistema. La diferencia de temperatura iguala, naturalmente como transferencias de calor, de la temperatura más alta a la más baja de acuerdo con la segunda ley de la termodinámica.

En las máquinas eléctricas, el diseño de la transferencia de calor es de igual importancia que el diseño electromagnético de la máquina, ya que el aumento de temperatura de la máquina finalmente determina la máxima potencia de salida con la que se permite que la máquina se cargue constantemente.

La gestión precisa de la transferencia de calor y fluido en una máquina eléctrica es un problema más difícil y complicado que el diseño electromagnético convencional de una máquina eléctrica. Sin embargo, los problemas relacionados con la transferencia de calor pueden evitarse en cierto grado utilizando el conocimiento empírico de las constantes de máquina disponibles. Cuando se crean construcciones completamente nuevas, el conocimiento empírico no es suficiente y se requiere un modelado exhaustivo de la transferencia de calor. Finalmente, los prototipos y las mediciones verifican el éxito del diseño.

Además de la cuestión de la eliminación del calor, la distribución del calor en diferentes partes de la máquina también tiene que ser considerado. Este es un problema de difusión de calor, que es un complicado problema tridimensional que implica numerosos elementos tales como la cuestión de la transferencia de calor desde los conductores sobre el aislamiento hasta el bastidor del estator.

Debe tenerse en cuenta que las diversas ecuaciones empíricas deben emplearse con cautela. La distribución de calor en la máquina se puede calcular cuando se conocen exactamente la distribución de las pérdidas en diferentes partes de la máquina y la potencia de eliminación de calor. En los transitorios, el calor se distribuye de forma completamente diferente que en

el estado estacionario. Por ejemplo, es posible sobrecargar el motor considerablemente durante un corto período de tiempo almacenando el exceso de calor en la capacidad calorífica de la máquina.

El tiempo de vida del aislamiento se puede estimar solamente por métodos estadísticos. Sin embargo, en un amplio intervalo de temperaturas, la vida útil se acorta exponencialmente con el aumento de temperatura de la máquina. Un aumento de 10K corta la vida útil del aislamiento hasta en un 50%. Las máquinas pueden soportar temperaturas temporales, frecuentemente repetidas, dependiendo de la duración y altura del pico de temperatura. Un acortamiento similar de la vida útil se aplica también a los cojinetes del motor, en los que se puede emplear una grasa resistente al calor. En los accionamientos críticos, se puede utilizar lubricación con neblina de aceite, en cuyo caso el aceite se enfría en otro lugar y luego se alimenta a los cojinetes. Incluso los cojinetes de bolas se pueden utilizar a velocidades elevadas si se garantiza su refrigeración efectiva, por ejemplo, mediante lubricación con aceite.

El aumento de temperatura del devanado de una máquina eléctrica aumenta la resistencia del devanado. Un aumento de temperatura de 50 K por encima de la temperatura ambiente (20 °C) aumenta la resistencia en un 20% y un aumento de temperatura de 135 K en un 53%. Si la corriente de la máquina permanece inalterada, las pérdidas resistivas aumentan en consecuencia. La temperatura media del bobinado se determina usualmente por la medición de la resistencia del devanado. En los puntos calientes, la temperatura puede ser 10-20K por encima de la media.

3.12.1. Ecuación de equilibrio térmico

A partir de la primera ley de la termodinámica, la cual relaciona la temperatura y el flujo de calor, esta ley puede ser expresada como:

$$(\rho v) du = Q_{net} dt - dw$$

En sistemas puramente de transmisión de calor, no se realiza trabajo, por lo que la primera ley de la termodinámica puede ser escrita como:

$$(\rho v) \frac{du}{dt} = Q_{net}$$

Los cambios de temperatura son proporcionales a los cambios de energía interna por unidad de masa, es decir:

$$dT = \frac{1}{c_r} du$$

Sustituyendo en la ecuación se tiene:

$$(c_r \rho v) \frac{dT}{dt} = Q_{net}$$

La variación de la temperatura con respecto al tiempo se modela a partir de la ecuación de balance térmico, el calor neto dentro del sistema se define como la diferencia entre el calor que entra menos el que sale, de la forma siguiente:

$$\frac{dT}{dt} = \frac{1}{c_r m_r} [Q_E - Q_S]$$

3.12.2. Ley de Joule

La ley de Joule muestra la relación que existe entre el calor generado por una corriente eléctrica que fluye a través de un conductor, la corriente misma, la resistencia del conductor y el tiempo que la corriente existe. El calor aportado al sistema debido al efecto Joule en el devanado del MSIP toma la forma:

$$Q_E = (i_b^2 + i_q^2) r_T t$$

La ley de Joule se puede establecer como la cantidad de calor (Q) que se genera en un conductor de resistencia (R), cuando una corriente (I) pasa a través de él por un espacio de tiempo (t). Este calor es directamente proporcional a:

- El cuadrado de la corriente.
- La resistencia del conductor.
- El tiempo que fluye la corriente por el conductor.

Cuando una corriente fluye a través de un conductor, la energía térmica se genera en él. Los efectos de calentamiento de la corriente eléctrica dependen de tres factores:

- La resistencia del conductor. Una mayor resistencia produce más calor.
- El tiempo que fluye la corriente. Cuanto mayor es el tiempo, mayor es el calor producido.
- A mayor corriente, más generación de calor.

3.12.3. Ley de enfriamiento de Newton

La ley de enfriamiento de Newton establece que la tasa de transferencia de calor que abandona una superficie a una temperatura T para pasar a un fluido del entorno a temperatura T_{enf} se establece por la ecuación de enfriamiento de Newton:

$$\frac{dQ_s}{dt} = hA_s(T - T_{enf})$$

El coeficiente h no es una propiedad termodinámica. Es una correlación simplificada entre el estado del fluido y las condiciones de flujo, por lo cual generalmente se la conoce como una propiedad de flujo.

El valor típico para el coeficiente de convección del aire, a una velocidad de traslación de 10 m/s y a una rotación de 188.5 rad/s a temperatura ambiente es de 5 [Buscar la Ref.].

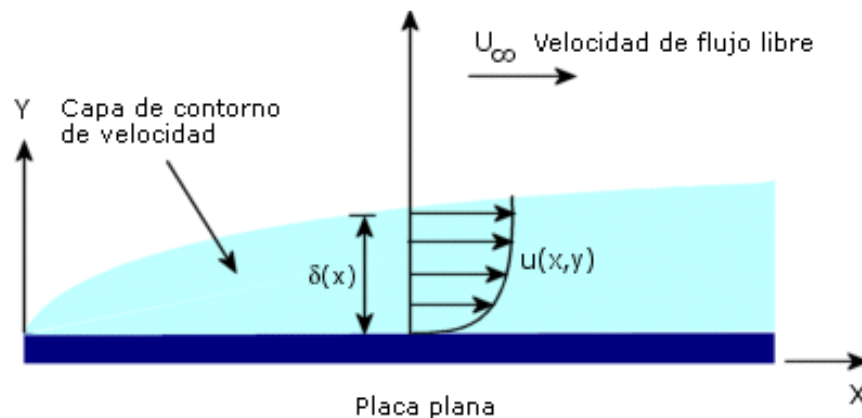


Fig. 3.10 Mecanismo de convección

La convección está ligada al concepto de una capa de contorno que es una delgada capa de transición entre una superficie, que se supone adyacente a las moléculas estacionarias, y el flujo de fluido en el entorno. Esto se puede observar en la siguiente figura que muestra un flujo sobre una placa plana. Se podría hacer un croquis similar de la transición de temperatura desde la temperatura de la superficie a la temperatura de los alrededores.

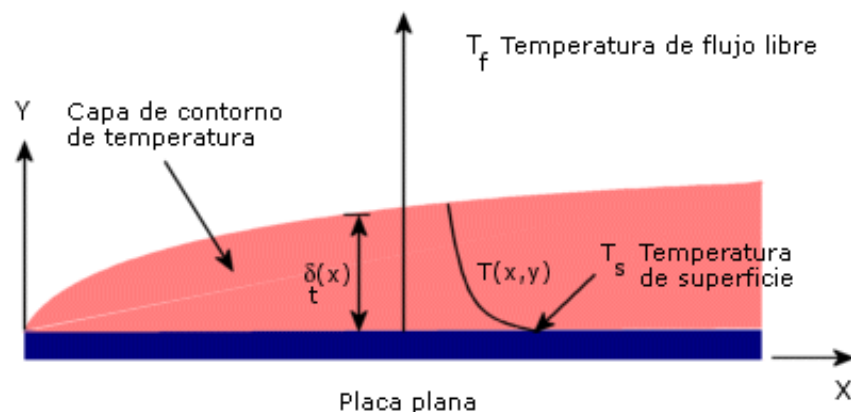


Fig. 3.11 Mecanismo de variación de temperatura

En la figura 3.11 se muestra un esquema de la variación de la temperatura, el espesor de la capa del contorno térmico no necesariamente es el mismo que el del fluido. Las propiedades

del fluido que componen el Número de Prandtl rigen la magnitud relativa de los dos tipos de capas del contorno. Un Número de Prandtl (Pr) de 1 implicaría el mismo comportamiento para ambas capas del contorno.

El mecanismo real de transferencia de calor a través de la capa del contorno se lo toma como conducción, en la dirección y, a través del fluido estacionario cercano a la pared que es igual a la tasa de convección que va desde la capa límite al fluido.

Es decir que el coeficiente de convección para una determinada situación puede evaluarse midiendo la tasa de transferencia de calor y la diferencia de temperatura, o midiendo el gradiente de temperatura adyacente a la superficie y la diferencia de temperatura.

La medición de un gradiente de temperatura a través de una capa de contorno requiere gran precisión y, por lo general, se logra en un laboratorio de investigación. Muchos manuales contienen valores tabulados de los coeficientes de transferencia de calor por convección para diferentes configuraciones.

3.12.4. Resistencia eléctrica

Todos los materiales, en mayor o menor grado y dependiendo de su naturaleza, de sus características o del medio, ofrecen una resistencia al paso de la corriente. La variación de temperatura hace que la resistencia aumente o disminuya su valor.

La resistencia eléctrica, dependiente de la temperatura toma la forma:

$$r_T = r_s[1 + \alpha(T - T_0)]$$

Donde se observa la dependencia con respecto al coeficiente de resistividad (α), el valor de la resistencia base (r_s) y la variación de la temperatura a lo largo del tiempo (T).

3.12.5. Módulo de elasticidad

El módulo de elasticidad del material del rotor del MSIP es dependiente de las variaciones en la temperatura que afectan al mismo, para el caso de análisis se plantea un acero estructural ASTM A573. La figura (num) ilustra el comportamiento de la razón entre el módulo de elasticidad dependiente de la temperatura y el módulo de elasticidad base.

El módulo de elasticidad dependiente del tiempo se caracteriza mediante la ecuación a trozos [ref.]:

$$E_T = \begin{cases} E & 20 \leq T < 100 \\ E[(-1 \times 10^{-3})T + 1.1] & 100 \leq T < 500 \\ E[(-2.35 \times 10^{-3})T + 1.775] & 500 \leq T < 700 \\ E[(-2.6 \times 10^{-4})T + 0.312] & 700 \leq T < 1200 \end{cases}$$

La figura (num) ilustra el comportamiento del modulo de elasticidad del material del eje del rotor con respecto a la temperatura.

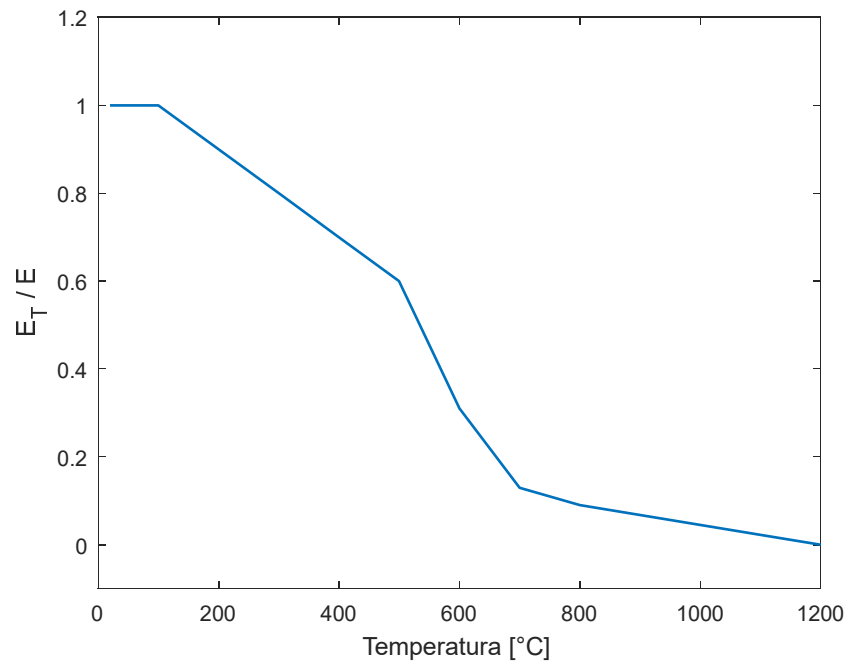


Fig. (num)

3.13. Desbalance en el rotor del MSIP

El rotor Jeffcott [Ref.] (también conocido como De Laval) es un modelo de rotor simplificado, que consiste en un disco desbalanceado, montado en su centro geométrico sobre un eje sin masa girando.

Para modelar el rotor de parte del modelo del disco integro montado en su centro geométrico C sobre un eje flexible considerado sin masa (despreciable frente a la masa del disco), girando a una velocidad constante ω_r .

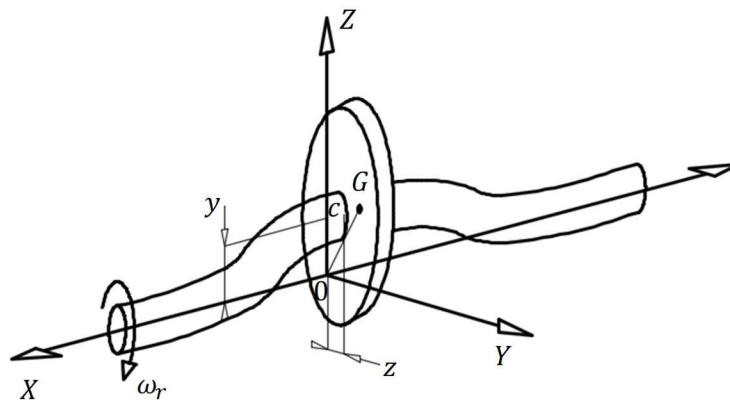


Fig. 3.12 Modelo de rotor desbalanceado

El centro de masa G del disco se encuentra a una distancia ϵ de su centro geométrico, lo cual provoca el desbalance. Se define, con el fin de ubicar la posición del rotor, un sistema de referencia fijo $OXYZ$, el eje X se escoge como el eje de los soportes, Y y Z son las coordenadas del centro geométrico C .

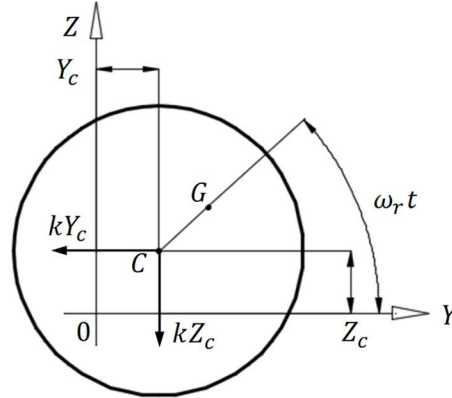


Fig. 3.13 Diagrama de cuerpo libre del rotor Jeffcott

Para simplificar, no se consideran las deformaciones torsionales, por lo tanto todo el sistema, tanto el eje como el disco, gira a una velocidad constante ω_r . Suponiendo también que el eje tiene una sección transversal constante, las direcciones Y y Z son equivalentes (eje simétrico) por lo que los coeficientes de elasticidad del eje en Y y Z son iguales: $k_Y = k_Z = k$.

Se observa en el diagrama de cuerpo libre que las fuerzas que actúan en el disco tienen la forma:

$$F_y = (-kY_C)\vec{j}$$

$$F_z = (-kZ_C)\vec{k}$$

Si además se incluye el amortiguamiento de los soportes, aplicando la segunda ley de Newton al centro de gravedad, se obtiene:

$$ma_G = (-kZ_C)\vec{k} + (-kY_C)\vec{j} + (-c\dot{Z}_C)\vec{k} + (-c\dot{Y}_C)\vec{j}$$

Relacionando el punto G con el punto C .

$$a_G = a_C + \omega_r \times (\omega_r \times r_{G/C})$$

Donde $r_{G/C}$ es el vector CG , lo cual implicaría:

$$r_{G/C} = \epsilon \cos(\omega_r t)\vec{j} + \epsilon \sin(\omega_r t)\vec{k}$$

Recordando que:

$$\omega_r \mathbf{x}(\omega_r \mathbf{x} r_{G/C}) = \dot{\omega}_r \mathbf{x} r_{G/C} - \omega_r^2 r_{G/C}$$

Haciendo las sustituciones en la ecuación de equilibrio dinámico se tiene:

$$\begin{aligned} m a_G &= m[\ddot{Y}_C - \omega_r^2 \varepsilon \cos(\omega_r t)] \vec{j} + m[\ddot{Z}_C - \omega_r^2 \varepsilon \sin(\omega_r t)] \vec{k} \\ &= -[k Y_C + c \dot{Y}_C] \vec{j} - [k Z_C + c \dot{Z}_C] \vec{k} \end{aligned}$$

lo que nos da las ecuaciones de movimiento siguientes:

$$\begin{aligned} \ddot{Y}_C + 2\zeta \omega_n \dot{Y}_C + \omega_n^2 Y_C &= \omega_r^2 \varepsilon \cos(\omega_r t) \text{ en dirección } \vec{j} \\ \ddot{Z}_C + 2\zeta \omega_n \dot{Z}_C + \omega_n^2 Z_C &= \omega_r^2 \varepsilon \sin(\omega_r t) \text{ en dirección } \vec{k} \end{aligned}$$

Para:

$$2\zeta \omega_n = \frac{c}{m}$$

$$\omega_n^2 = \frac{k}{m}$$

$$\varepsilon = -\frac{W_m}{k}$$

$$k = \frac{3\pi E D^4}{2L^3}$$

Consideraciones matemáticas demuestran que el movimiento del centro geométrico del disco C (por donde pasa el eje) tiene como movimiento un círculo, cuyo radio depende de la velocidad ω de giro y del amortiguamiento ζ .

3.13.1. Modelo de rotor del MSIP con presencia de fisura

Yamamoto e Ishida [25], basándose en este mismo modelo de rotor Jeffcott, simularon una fisura suponiéndola de tipo transversal, siempre abierta, por lo tanto, sin fenómeno de respiro (Figura 3.14), provoca un cambio de rigidez en el eje, ya que la sección transversal disminuye.

Suponiendo que en la dirección Y' , la rigidez disminuye de Δk , y en la dirección Z' aumenta de Δk .

$$F'_{Y'} = -(k - \Delta k_v) y' \vec{j}$$

$$F'_{Z'} = -(k + \Delta k_v) z' \vec{k}$$

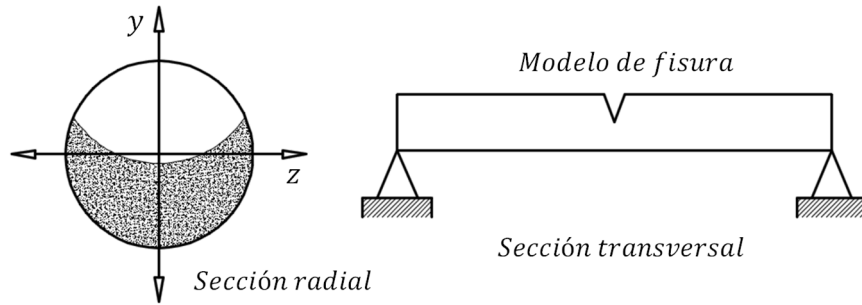


Fig. 3.14 Modelo de fisura

Un cambio de coordenadas para pasar del sistema rotativo al sistema fijo, utilizando las ecuaciones de cambio de coordenadas:

$$\begin{cases} y' = y\cos(\omega_r t) + z\text{sen}(\omega_r t) \\ z' = -y\text{sen}(\omega_r t) + z\cos(\omega_r t) \end{cases}$$

Y

$$\begin{cases} F_y = F'_y \cos(\omega_r t) + F'_z \text{sen}(\omega_r t) \\ F_z = F'_y \text{sen}(\omega_r t) + F'_z \cos(\omega_r t) \end{cases}$$

permite obtener:

$$\begin{aligned} F_y &= -\{ky - \Delta k_v [y\cos(2\omega_r t) + z\text{sen}(2\omega_r t)]\} \\ F_z &= -\{kz - \Delta k_v [y\text{sen}(2\omega_r t) - z\cos(2\omega_r t)]\} \end{aligned}$$

El mismo desarrollo que el caso sin fisura, solo sustituyendo las nuevas fuerzas de rigidez, permite obtener las ecuaciones de movimiento:

$$\begin{aligned} \ddot{y} + 2\zeta\omega_n\dot{y} + \omega_n^2 y - \Delta k_1 [y\cos(2\omega_r t) + z\text{sen}(2\omega_r t)] &= \omega_r^2 \epsilon \cos(\omega_r t) \\ \ddot{z} + 2\zeta\omega_n\dot{z} + \omega_n^2 z - \Delta k_1 [y\text{sen}(2\omega_r t) - z\cos(2\omega_r t)] &= \omega_r^2 \epsilon \text{sen}(\omega_r t) \end{aligned}$$

Un eje integro no tiene esa variación de rigidez, por lo tanto $\Delta k_{integro} = 0$ las dos ecuaciones no se contradicen. Definiendo los siguientes estados para el sistema del eje del rotor:

$$\begin{aligned} x_1 &= y \rightarrow \text{Desplazamiento en direccion } y \\ x_2 &= \dot{y} \rightarrow \text{Velocidad en direccion } y \\ x_3 &= z \rightarrow \text{Desplazamiento en direccion } z \\ x_4 &= \dot{z} \rightarrow \text{Velocidad en direccion } z \end{aligned}$$

De tal forma que se tiene las ecuaciones estructuradas como:

$$\begin{aligned}\frac{dx_1}{dt} &= x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} &= \omega_r^2 \varepsilon \cos(\omega_r t) - 2\zeta \omega_n x_2 - \omega_n^2 x_1 + \Delta k_1 [x_1 \cos(2\omega_r t) + x_3 \sin(2\omega_r t)] \\ \frac{dx_3}{dt} &= x_4 \\ \frac{dx_4}{dt} &= \omega_r^2 \varepsilon \sin(\omega_r t) - 2\zeta \omega_n x_4 - \omega_n^2 x_3 + \Delta k_1 [x_1 \sin(2\omega_r t) - x_3 \cos(2\omega_r t)]\end{aligned}$$

Donde:

$$\Delta k_1 = \frac{\Delta k_v}{m}$$

La presencia de la fisura en el eje causa una variación en la rigidez del eje del rotor de la forma:

$$\Delta K_v = \frac{48E\hat{f}}{L^3}$$

3.13.2. Mecanismo de variación de inductancias

Una de las consecuencias de la variación del eje con respecto a su centro geométrico es la variación correspondiente del entrehierro del MSIP, el cual se propone de la forma:

$$\lambda_r = \lambda_g - \varepsilon_m$$

En donde la deflexión máxima ε se propone de la forma:

$$\varepsilon_m = [x_1^2 + x_3^2]^{1/2}$$

Bajo lo cual se tendría una variación en la inductancia de la forma:

$$\begin{aligned}L_d &= 1.125\pi\mu_0 \left[\frac{T_{ph}}{P} \right]^2 \frac{D_B L_B}{C_{car} \lambda_r} \\ L_q &= 1.125\pi\mu_0 \left[\frac{T_{ph}}{P} \right]^2 \frac{D_B L_B}{\lambda_r}\end{aligned}$$

Lo que generara finalmente una variación en el torque del MSIP.

3.14. Análisis de torsión

Cuando un elemento estructural está sometido a pares de carga en los extremos radiales del eje, para transmitir potencia de un punto al otro del eje, se dice que está sometido a torsión.

Como se ha descrito anteriormente, los materiales dúctiles fallan a fatiga, una de las pruebas básicas para determinar el comportamiento de la falla es la medición de la deformación cortante, la cual mide deformación total del eje con respecto a los extremos de aplicación de carga y toma la forma de la ecuación (numero):

$$\gamma = \frac{\Delta\tau_{max}}{G}$$

Otro de los parámetros de análisis es el ángulo de giro en el rango elástico, el cual mide la deformación angular de la cara radial del eje de aplicación de carga y es definido por la ecuación (numero):

$$\phi = \frac{T_e L}{JG}$$

Donde el módulo de elasticidad cortante toma la forma definida por la ecuación (numero):

$$G = \frac{E_T}{2(1 + \nu)}$$

Ambos elementos son indicativos de falla por fatiga, cuando sobrepasan los límites de deformación elástica, el material falla por cortante y por lo tanto colapsa, por lo tanto es necesario caracterizarlos para determinar el comportamiento del sistema en cuando a ciclo de vida.

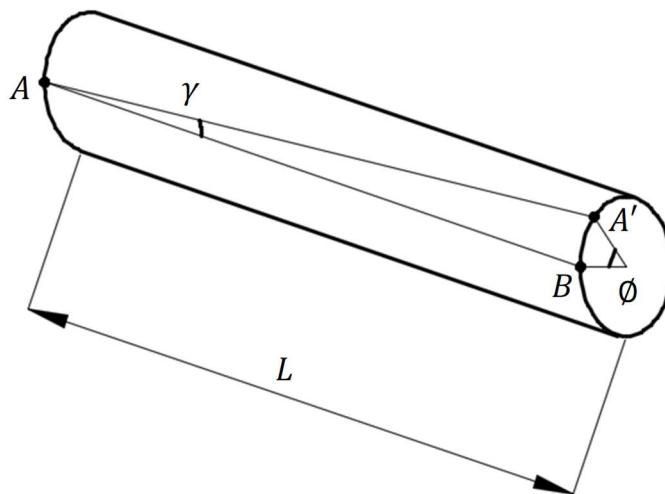


Fig. 3.15 Ángulo de giro y deformación cortante

La figura 3.15 ilustra ambos parámetros y las referencias de medición de los mismos, se observa que, a partir de un punto de medición A en un extremo del eje del rotor, a causa de las fuerzas aplicadas al mismo, este cambia a la posición A', a partir del cual se miden los parámetros de torsión y ángulo de giro (Singer F. et al, 2008a).

3.15. Modelo de fricción debido a rodamientos en el eje del rotor

La fricción del rodamiento no es constante y depende de ciertos fenómenos tribológicos que ocurren en la película lubricante entre los elementos rodantes, pistas del rodamiento y demás elementos de diseño, incluidos los siguientes:

- el tipo y el tamaño del rodamiento.
- la velocidad de funcionamiento.
- las propiedades y la cantidad de lubricante.

La fricción de un rodamiento determina la cantidad de calor generada por el rodamiento. La resistencia total de un rodamiento al giro es el resultado de la fricción deslizante y por rodadura en las áreas de contacto que se encuentran entre los elementos rodantes y los caminos de rodadura; entre los elementos rodantes y la jaula; y entre los elementos rodantes y otras superficies guía. La agitación del lubricante y los sellos de contacto también generan fricción, si se diera el caso.

El figura 3.16 muestra cómo cambia la fricción, en función de la velocidad, en un rodamiento con un lubricante determinado. Se distinguen cuatro zonas:

Zona 1: condición de lubricación de la capa límite, en la que solo las asperezas soportan la carga, por lo que la fricción entre las superficies en movimiento es alta.

Zona 2: condición de lubricación mixta, en la cual una película de aceite de separación transporta parte de la carga, con menos asperezas en contacto, y por lo tanto disminuye la fricción.

Zona 3 - Condición de lubricación de película completa, en la cual la película de lubricante transporta la carga, pero con mayores pérdidas viscosas y, por lo tanto, fricción. Aumenta

Zona 4: Lubricación completa de la película con efectos térmicos y de inanición, en los que el calentamiento por cizallamiento de entrada y los factores de reducción de la reposición cinemática compensan parcialmente las pérdidas viscosas, por lo que la fricción se iguala.

Para calcular el momento de fricción total en un rodamiento, se deben tener en cuenta las siguientes fuentes y sus efectos tribológicos:

- el momento de fricción de rodadura y los efectos eventuales de la inanición a alta velocidad y el calentamiento por cizallamiento de entrada.
- El momento de fricción deslizante y su efecto sobre la calidad de la lubricación.
- el momento de fricción desde el sello.
- el momento de fricción de las pérdidas por arrastre, batido, salpicaduras, etc.



Fig. 3.16 Momento de fricción con respecto al tiempo: a) Carga, b) carga compartida llevada por asperezas, c) Carga compartida llevada por película lubricante

El modelo descrito del momento de fricción sigue de cerca el comportamiento real del rodamiento, ya que considera todas las áreas de contacto. Es definido a partir de:

$$M_{\beta} = \beta \omega_r$$

El uso de rodamientos se basa en la teoría de la película convergente. La figura 3.17 muestra la vista del extremo de un cojinete en las posiciones de "reposo", "arranque" y "marcha". Se observa que en las posiciones de "reposo" y "arranque" hay contacto entre el eje y el rodamiento. Sin embargo, si se satisfacen las condiciones de lubricación perfecta o película gruesa el eje se separará del cojinete por medio de una película de lubricante, como se indica en la posición de "marcha" y la carga será soportada por la presión de la película.

El término película delgada o lubricación imperfecta se aplica a la situación en que el diseño del rodamiento y la selección del lubricante no satisfacen todos los requerimientos de la

lubricación perfecta o película gruesa y el contacto entre el muñón y el rodamiento no se puede evitar por completo.

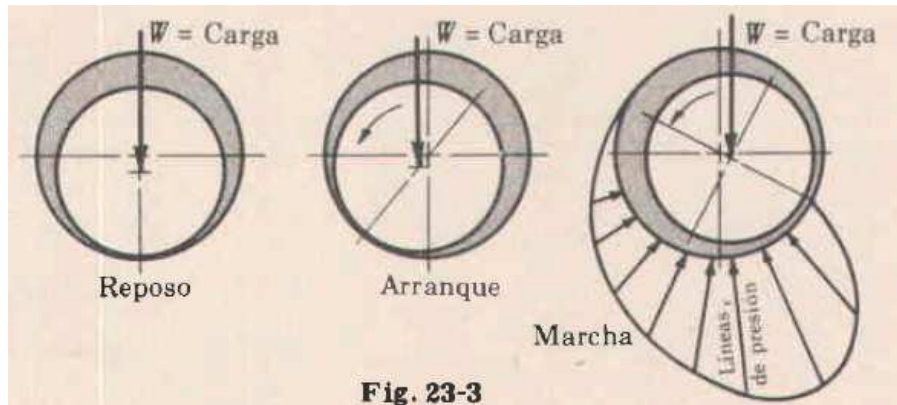


Fig. 23-3

Fig. 3.18

Debido a las fugas de lubricante por los extremos del cojinete, hay una distribución de presión en la dirección axial, como se muestra en la figura 3.19.

La capacidad de soportar carga de un cojinete con lubricación perfecta es una función de muchas variables, pero esencialmente depende de la selección del lubricante adecuado para proporcionar la lubricación perfecta en las condiciones de funcionamiento especificadas y al mismo tiempo proporcionar el balance térmico adecuado entre el calor generado dentro del cojinete y el calor disipado, con el fin de que el cojinete no sobrepase la temperatura de seguridad especificada, durante su funcionamiento.

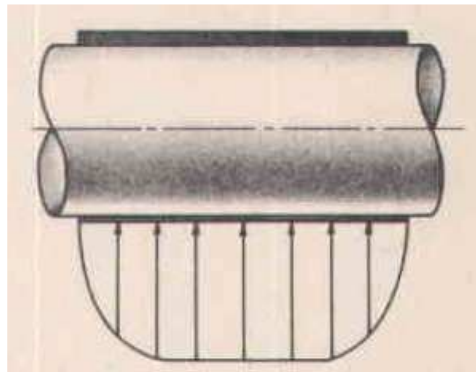


Fig. 3.19

Con datos experimentales obtenidos por McKee en cojinetes pequeños, se estableció la siguiente ecuación aproximada del coeficiente de rozamiento.

$$\beta = \frac{473}{10^{10}} \left(\frac{ZN}{P_{rs}} \right) \left(\frac{D}{C} \right) + K$$

Esta ecuación, que es la de la porción recta de la región de película gruesa, se puede emplear para calcular el coeficiente de rozamiento.

Datos experimentales indican que el valor de K se puede tomar como 0,002 para relaciones L/D comprendidas entre 0,75 y 2,8. En la práctica, el valor promedio de D/C es 1000 y el valor de L/D está limitado entre 1 y 2 cuando los requerimientos de espacio permiten utilizar un cojinete largo. Los valores de funcionamiento de ZN/p deben ser lo suficientemente grandes para evitar que se entre en las regiones de transición o de película delgada.

3.15.1. Calor disipado por el rodamiento

El calor disipado por un cojinete completo puede calcularse por medio de la siguiente ecuación, basada en el trabajo de Lasche:

$$H_d = \frac{(\Delta T + 33)^2}{K} LD$$

La relación de la temperatura de funcionamiento del aceite, T_0 , la temperatura del aire, T_A , y la temperatura del cojinete, T_B , puede aproximarse por:

$$\Delta T = T_B - T_A = \frac{1}{2}(T_0 - T_A)$$

3.16. Tensiones e intensidades en el estator

Todo bobinado trifásico se puede conectar en estrella (todos los finales conectados en un punto común, alimentando el sistema por los otros extremos libres) o bien en triángulo (conectando el final de cada fase al principio de la siguiente por los puntos de unión). En la conexión estrella, la intensidad que recorre cada fase coincide con la intensidad de línea, mientras que la tensión que se aplica a cada fase es $\sqrt{3}$ menor que la tensión de línea.

$$U_f = \frac{U_l}{\sqrt{3}}; i_f = i_l$$

En la conexión triángulo la intensidad que recorre cada fase es $\sqrt{3}$ menor que la intensidad de línea, mientras que la tensión a la que queda sometida cada fase coincide con la tensión de línea.

$$U_f = U_l; i_f = \frac{i_l}{\sqrt{3}}$$

La figura 3.20 ilustra el proceso de conexión de las líneas de alimentación con las terminales del bobinado del MSIP en cuestión.

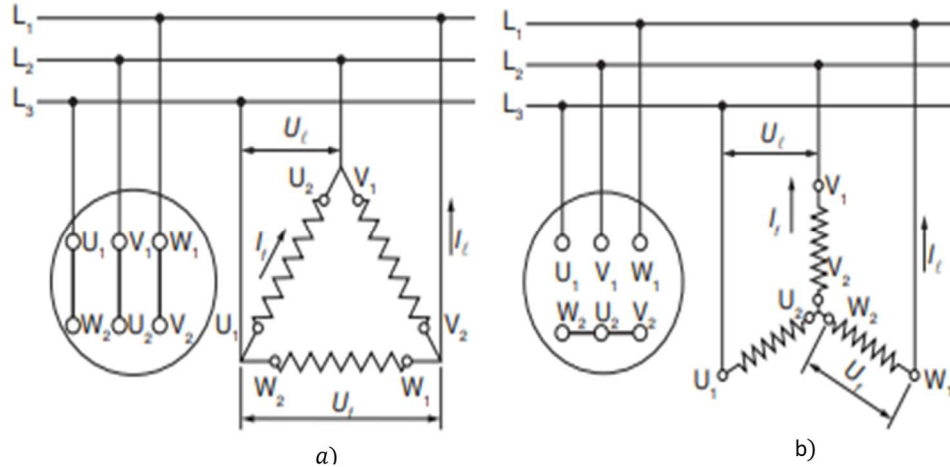


Fig. 3.20 Conexión en: a) triángulo y en b) estrella

3.17. Energía cinética y de almacenamiento del MSIP

Se define la función de energía total del sistema como la suma de la energía cinética y la energía potencial de almacenamiento del sistema:

$$E_T = E_C + E_P$$

La energía cinética E_C se plantea con base en la potencia generada por el MSIP como consecuencia de la dinámica del mismo de la forma:

$$E_c = \int P_C dt = \int T_e \omega_r dt$$

$$E_c = \int T_e \omega_r dt$$

La energía potencial de almacenamiento E_P toman la forma (ver ref.):

$$E_P = \frac{1}{2} \left[\frac{i_d^2}{L_d} + \frac{i_q^2}{L_q} + \frac{P}{2J_m} \omega_r^2 \right]$$

Independientemente de la fuerza que la origine, la energía potencial que posee el sistema físico representa la energía "almacenada" en virtud de su posición y/o configuración, por contraposición con la energía cinética que tiene y que representa su energía debido al movimiento. Para un sistema conservativo, la suma de energía cinética y potencial es constante, eso justifica el nombre de fuerzas conservativas, es decir, aquellas que hacen que la energía "se conserve". Dando como resultado:

$$E_T = \int T_e \omega_r dt + \frac{1}{2} \left[\frac{i_d^2}{L_d} + \frac{i_q^2}{L_q} + \frac{P}{2J_m} \omega_r^2 \right]$$

La ecuación anterior puede ser expresada en forma de ecuación diferencial de primer orden como:

$$\begin{aligned} \frac{dE_T}{dt} &= \frac{d}{dt} \int T_e \omega_r dt + \frac{d}{dt} \left\{ \frac{1}{2} \left[\frac{i_d^2}{L_d} + \frac{i_q^2}{L_q} + \frac{P}{2J_m} \omega_r^2 \right] \right\} \\ \frac{dE_T}{dt} &= T_e \omega_r + \frac{1}{2} \left\{ \left[\frac{2i_d}{L_d} \left(\frac{di_d}{dt} \right) + \frac{2i_q}{L_q} \left(\frac{di_q}{dt} \right) + \frac{P\omega_r}{J_m} \left(\frac{d\omega_r}{dt} \right) \right] \right\} \\ \frac{dE_T}{dt} &= T_e \omega_r + \left\{ \left[\frac{i_d}{L_d} \left(\frac{di_d}{dt} \right) + \frac{i_q}{L_q} \left(\frac{di_q}{dt} \right) + \frac{P\omega_r}{2J_m} \left(\frac{d\omega_r}{dt} \right) \right] \right\} \end{aligned}$$

3.18. Conclusiones

En el presente capítulo se presentó el desarrollo del modelo dinámico de estudio del MSIP, con los parámetros constitutivos del mismo y las formas que toman estos, se toman en cuenta procesos de degradación en materiales debido a la presencia de grietas, la variación de la resistencia debido a la temperatura en las bobinas del cobre y la variación en las inductancias del sistema como consecuencia del desbalanceo, de tal forma que se tiene un modelo considerado completo para ilustrar con una mayor precisión los efectos del comportamiento del mismo.

3.19. Referencias

- [3.1] Arana J. L., González J. J., 2011, Mecánica de la fractura, Servicio editorial de la universidad del País Vasco, página. 186.
- [3.2] Avilés G. R., 2015, Método de cálculo de fatiga para ingeniería, Editorial Paraninfo, páginas 61-96.
- [3.3] Bachschmid N., Pennacchi P., Tanzi E., 2010, Cracker Rotors, Editorial Springer, pages 109-196.
- [3.4] Balankin A. S., Mecánica de la fractura: pasado presente y futuro, Quinto congreso nacional de ingeniería electromecánica y de sistemas, IPN, México, volumen: 1, 29 octubre 2000.
- [3.5] Beer F. P., Johnston E. R., DeWolf J. T., Mazurek D. F., 2009, Mecánica de Materiales, quinta edición, Editorial Mc Graw-Hill, páginas 94c, 138a y 150b.
- [3.6] Chen J., Young B., Uy B., Behavior of High Strength Structural Steel at Elevated Temperatures, Journal of structural engineering, 12 December 2006, pages 1948-1954, DOI: 10.1061/(ASCE)0733-9445(2006)132:12(1948).
- [3.7] Forth S. C., Newman J. C., Forman R. G., Anomalous Fatigue Crack Growth Data Generated Using the ASTM Standards, Journal of ASTM International, volumen 3, January 2006, DOI: 10.1520/JAI13180.
- [3.8] González G. N., De Angelo C. H., Forchetti D. G., Aligia D. A., Diagnostico de fallas en el convertidor del Rotor en Generadores de Inducción con Rotor Bobinado, Revista

- Iberoamericana de automática e informática industrial, Volumen 15, 2018, páginas 297-308, DOI: <https://doi.org/10.4995/riai.2017.9042>.
- [3.9] Manilla-García A., Rivas-Camero I., Monroy-Anieva J. A., Modelado y análisis de sintonización de velocidad de un MSIP con presencia de fisura mediante algoritmos genéticos, Revista Iberoamericana de automática e informática industrial, DOI: <https://doi.org/10.4995/riai.2018.9767>.
- [3.10] Pyrhönen J., Jokinen T., Hrabovcova V., 2009, Desing of rotating electrical machines, Editorial Wiley, páginas 457-496.
- [3.11] Reuss P., 2008, Neutron Physics, Editorial EDP Sciences, páginas 347-356.
- [3.12] Rodríguez-Ramírez F. J., 1989, Dinámica de sistemas, Editorial Trillas, Páginas 56a y 64b.
- [3.13] Santamaria H. G., Castejón O. A., 2017, Electrotecnia, Editorial Editex, página 31.
- [3.14] Singer F., Pytel A., 2008, Resistencia de materiales, Editorial Oxford University Press, página 61a-65b.
- [3.15] Xue W., Li Y., Cang S., Jia H., Wang Z. Chaotic behavior and circuit implementation of a fractional-order permanent magnet synchronous motor model, Journal of the Franklin Institute, 20 de mayo de 2015, pages 2887–2898, DOI: 10.1016/j.jfranklin.2015.05.025.
- [3.16] Zerbst U., Madia M., Vormwald M., Beier H.Th., Fatigue strength and fracture mechanics – A general perspective, Engineering Fracture Mechanics, Volume 198, July 2018, Page 2-23, DOI:10.1016/j.engfracmech.2017.04.030.

Observaciones:

Revisar el modelado del ciclo de vida, ver si esta correcta la formulación.

Poner aquí el modelo del amortiguamiento de los rodamientos (VER LIBRO SCHAUM PAGINA 287 EN PDF) HECHO

Poner aquí el modelo de variación del enlace de flujo

Modelado de enfriamiento

Modelado de pérdida de potencia(aquí o en análisis de fiabilidad)**

- 1. Revisar si puedo poner algo del modelado del enfriamiento mediante caudal**
- 2. Revisar si puedo poner algo sobre amortiguamiento en los rodamientos (HECHO)**
- 3. Revisar si puedo poner algo sobre variacion del flujo magnético**
- 4. Revisar si puedo poner algo sobre modelado de pérdida de potencia**
- 5. Poner parámetros de torsion (resistencia de materiales) (HECHO)**
- 6. Revisar si puedo pasar lo de energía a este capitulo del cap. 5 (HECHO)**

Poner referencias de articulo cancelado ciclo de vida

4.1. Introducción

El análisis dinámico implica la evaluación de las características de la estructura del modelo matemático del MSIP en cuanto a su formulación en lazo abierto y cerrado. Para llevar a cabo el análisis dinámico se hará uso de los parámetros definidos en capítulos posteriores y mostrados en la tabla 4.1.

Tabla 4.1: Parámetros de simulación para el MSIP

Parámetros	Valor Numérico	Unidades
L_d	4.3081×10^{-4}	Inductancia [H]
L_q	7.7546×10^{-4}	Inductancia [H]
r_s	0.0346	Resistencia [Ω]
P	4	Pares de polos
λ_m	3.898×10^{-3}	Flujo magnético [Wb]
β	0.0015	Amortiguamiento [Nms]
c	10×10^{-11}	Coefficiente proporcional material
n	3	Exponente proporcional material
D	0.06474	Diámetro del rotor [m]
E	219×10^9	Módulo de elasticidad del Acero [N/m ²]
ν	0.27	Coefficiente de Poisson del Acero
L	0.27185	Longitud total del eje del rotor [m]
i_{d0}	0	Corriente inicial d [A]
i_{q0}	0	Corriente inicial q [A]
ω_{r0}	0	Velocidad angular inicial [rad/s]
c_{ω_r}	1500.5	Coefficiente de error de velocidad
c_r	0.094×10^3	Calor específico del cobre [Kcal/Kg°C]
m_s	9.116	Masa de rotor [Kg]
J_m	0.02171565	Inercia rotacional de masa [kgm ²]
f	$188.5/2\pi$	Frecuencia [Hz]
T_1	5.93	Par de carga [Nm]
θ_0	0	Posición angular inicial [rad]
a_0	3×10^{-8}	Tamaño de fisura inicial [m]
V_s	220	Voltaje nominal de alimentación [V]

En el presente capítulo se efectúan diversos análisis de comportamiento dinámico del modelo del MSIP, tanto lineal como no lineal, con el fin de visualizar la interacción entre parámetros y variables del sistema y como afectan al desempeño en conjunto del mismo y en el lazo cerrado bajo la acción de regulación.

Los fenómenos a analizar en el presente capítulo están definidos por:

1. Análisis de comportamiento de puntos de equilibrio

2. Linealización del modelo dinámico
3. Robustez del modelo lineal – no lineal
4. Análisis de estabilidad
5. Análisis de comportamiento en lazo cerrado del modelo lineal

4.1.1 Motivación [ref]

Existen varias razones para desarrollar un análisis dinámico al modelo del MSIP, entre las cuales se mencionan:

1. **Mejora de los esquemas de control:** El diseño de controlador, en un principio, está basado en una linealización del modelo en un punto de operación, este diseño puede deteriorarse al modificarse el punto de operación, como consecuencia de la variación de algún parámetro. Un controlador que considere el sistema en forma íntegra puede mantener sus cualidades, independiente del punto de operación o las características de los parámetros constitutivos y basarse, en un principio, en un modelo lineal robusto para posteriormente, diseñar el control no lineal.
2. **Análisis de no linealidades:** Las características propias de la linealización omiten comportamientos dinámicos debido a inestabilidades locales, saturaciones, ciclos límites, saturaciones, etcétera; que, algunas veces, el proceso de linealización no es tolerados por el sistema. Las no linealidades pueden ser inherentes o intencionales. Las inherentes son propias del sistema, y las intencionales son adicionadas por diseño.
3. **Simplicidad y optimización de diseño:** Con base en un modelo y simulación de resultados más apegados a la realidad, se procede a seleccionar parámetros de diseño que contribuyan a mejorar la eficiencia del MSIP o disminuir el error y presente en los parámetros del mismo. Bajo lo cual se logra minimizar el uso de materiales, calibres de alambres, etcétera, que optimicen los recursos empleados en el mismo.

4.1.2. Características de sistemas lineales - no lineales

Dentro de las características de Los sistemas lineales se listan las siguientes:

1. Único punto de equilibrio si A es no singular.
2. El punto de equilibrio es estable si todos los valores propios de A tienen parte real negativa, independiente de las condiciones iniciales.
3. La solución general puede obtenerse analíticamente.
4. En presencia de una entrada $u(t)$ se cumple: (a) el principio de superposición, (b) la estabilidad asintótica implica que para entradas acotadas se tienen respuestas acotadas, y (c) una entrada sinusoidal genera una salida sinusoidal de la misma frecuencia.

En cambio, los sistemas no-lineales tienen las siguientes características:

1. Tiempo de escape finito. Una variable de estado de un sistema no estable lineal se va a infinito a medida que el tiempo va a infinito; en cambio, un sistema no-lineal inestable puede hacerlo en un tiempo finito.
2. Múltiples puntos de operación. Un sistema no-lineal puede tener múltiples puntos de operación, los que pueden ser estables o inestables. Los estados del sistema convergen a uno u otro dependiendo del estado inicial.
3. Ciclos límites. Un sistema lineal invariante debe tener dos polos en el eje imaginario para oscilar permanentemente, lo que no se puede sostener en la realidad. Sistemas no-lineales pueden oscilar con amplitud y frecuencia constante independiente del punto inicial.
4. Subarmónico, armónico u oscilaciones casi-periódicas. Un sistema lineal bajo excitación sinusoidal, genera una salida sinusoidal de la misma frecuencia. Un sistema no-lineal ante excitación sinusoidal puede generar frecuencias que son submúltiplos o múltiplos de la frecuencia de entrada. También puede generar una oscilación casi-periódica (suma de componentes con frecuencias que no son múltiplos entre sí).
5. Caos. Se produce en sistemas en que la salida es extremadamente sensible a las condiciones iniciales. La salida no está en equilibrio y no es oscilación periódica o casi periódica.
6. Múltiples modos de comportamiento. Más de un ciclo límite. Dependiendo de la entrada (amplitud y frecuencia) la salida puede exhibir armónicos, subarmónicos, etc.

4.1.3. Restricciones del modelo de estudio

El sistema dinámico de estudio, definido por el modelo del MSIP y representado por un modelo no lineal debe tener las siguientes propiedades para cada entrada $V_d(t), V_q(t)$.

1. Existencia: tener a lo menos una solución (continuidad de f).
2. Unicidad: tener sólo una solución (condición de Lipschitz).
3. Tener exactamente una solución definida en el rango $[0, \infty)$.
4. Tener exactamente una solución definida en $[0, \infty)$, y que esta solución dependa continuamente en el estado inicial $x(0)$.

Entre las propiedades de las soluciones se tiene:

1. Una solución $x(t), t \geq 0$, es acotada si $\|x(t)\| \leq M, t \geq 0$.
2. Una solución $x(t)$ es periódica u oscilatoria si existe un número real $T > 0$ de manera que $x(t + T) = x(t), \forall t \geq 0$. El menor T se conoce como período. Una solución es periódica si y sólo si la trayectoria en el espacio de estados es una curva cerrada.

3. Una solución $x(t)$, $t \geq 0$ es una solución periódica aislada si para algún $\delta > 0$, no existe otra solución periódica con un estado inicial $x(0)$ que satisfaga $\min\{\|x(0) - x(t)\|\} < \delta$ para $t \geq 0$.
4. Una de las más importantes soluciones periódicas es el ciclo límite.
5. Una solución periódica es un ciclo límite si $x(t)$ es una solución aislada.
6. Propiedades asintóticas de soluciones periódicas revelan su estabilidad, dada una solución periódica $x_p(t)$, $t \geq 0$, si para cada $\varepsilon > 0$, $\exists \delta > 0$, de manera que $\|x(0) - x_p(0)\| < \delta$ garantiza que $\|x(t) - x_p(t)\| < \varepsilon$ y que $\|x(t) - x_p(t)\| \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty$, entonces la solución periódica $x_p(t)$, $t \geq 0$ es estable asintóticamente en el sentido de Lyapunov.
7. En el caso de ciclos límites se aplica el concepto de estabilidad orbital. Si para cada $\varepsilon > 0$, $\exists \delta > 0$ de manera que $\min\{\|x(0) - x_p(t)\|\} < \delta$ para $t \geq 0$ implica que $\min\{\|x(t) - x_p(\tau)\|\} < \varepsilon$ para $t, \tau \geq 0$, y que $\|x(t) - x_p(\tau)\| \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty$, para $\tau \geq 0$ entonces la solución periódica $x_p(t)$ es orbitalmente estable.

4.2. Ecuaciones de referencia del MSIP

El análisis y regulación del MSIP de estudio implica la comparación del modelo propuesto con un modelo de referencia analizado a partir de una aproximación lineal, en el cual se omiten los efectos variables en los coeficientes inerciales, resistencias en inductancias, Lo cual implicara un análisis de un sistema lineal basado en el sistema de la forma:

$$L_q \frac{d}{dt} i_q = V_q - r_s i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \lambda_m$$

$$L_d \frac{d}{dt} i_d = V_d - r_s i_d + \omega_r L_q i_q$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{2J} [T_e - T_l - \beta \omega_r]$$

A partir de las ecuaciones anteriores se procede a definir el modelo lineal de referencia con respecto al sistema propuesto de estudio.

4.3. Determinación de puntos de equilibrio

Un punto en el espacio de estado es un punto de equilibrio si tiene la propiedad de que cuando el estado inicial del sistema es X_0 el estado permanece en X_0 en todo tiempo futuro. Se determinan los puntos de equilibrio mediante la ecuación de estado autónomo definida como:

$$\dot{X} = F(X)$$

Los puntos de equilibrio implican las raíces de la ecuación:

$$F(X) = 0$$

Para las ecuaciones seleccionadas se tiene:

$$F(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \\ -\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r \\ \frac{3P^2}{4J} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3P^2}{4J} \lambda_m i_q - \frac{P}{2J} T_l - \frac{P\beta}{2J} \omega_r \end{bmatrix}$$

Se tiene que la ecuación debe de cumplir con:

$$\begin{aligned} -\frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q &= 0 \\ -\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r &= 0 \\ \frac{3P^2}{4J} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3P^2}{4J} \lambda_m i_q - \frac{P}{2J} T_l - \frac{P\beta}{2J} \omega_r &= 0 \end{aligned}$$

El vector de estados X corresponde a:

$$X = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix}$$

De la ecuación (1) se observa que esta será igual a cero siempre que:

$$i_d = \frac{L_q}{r_s} \omega_r i_q$$

Sustituyendo (Anterior) en (2) se tiene la igualdad siguiente:

$$\begin{aligned} -\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r \left[\frac{L_q}{r_s} \omega_r i_q \right] - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r &= 0 \\ -\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{r_s} \omega_r^2 i_q - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r &= 0 \end{aligned}$$

Factorizando i_q se tiene:

$$i_q = - \left[\frac{\lambda_m r_s \omega_r}{L_q L_d \omega_r^2 + r_s^2} \right]$$

Lo que implica, para i_d , como:

$$i_d = - \left[\frac{L_q \lambda_m \omega_r^2}{L_q L_d \omega_r^2 + r_s^2} \right]$$

Sustituyendo todo en (3) se tiene:

$$\frac{3P^2}{4J} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3P^2}{4J} \lambda_m i_q - \frac{P\beta}{2J} \omega_r = \frac{P}{2J} T_l$$

Lo cual implicaría:

$$(L_d - L_q) \left[\frac{L_q \lambda_m \omega_r^2}{L_q L_d \omega_r^2 + r_s^2} \right] \left[\frac{\lambda_m r_s \omega_r}{L_q L_d \omega_r^2 + r_s^2} \right] - \lambda_m \left[\frac{\lambda_m r_s \omega_r}{L_q L_d \omega_r^2 + r_s^2} \right] - \frac{2\beta}{3P} \omega_r = \frac{2}{3P} T_l$$

Factorizando se tiene:

$$\frac{-r_s L_q^2 \lambda_m^2 \omega_r^3 - \lambda_m^2 r_s^3 \omega_r}{(L_q L_d \omega_r^2 + r_s^2)^2} - \frac{2\beta}{3P} \omega_r = \frac{2}{3P} T_l$$

Agrupando términos:

$$\frac{3P(-r_s L_q^2 \lambda_m^2 \omega_r^3 - \lambda_m^2 r_s^3 \omega_r) - 2\beta(L_q L_d \omega_r^2 + r_s^2)^2 \omega_r}{3P(L_q L_d \omega_r^2 + r_s^2)^2} = \frac{2}{3P} T_l$$

$$3P(-r_s L_q^2 \lambda_m^2 \omega_r^3 - \lambda_m^2 r_s^3 \omega_r) - 2\beta(L_q L_d \omega_r^2 + r_s^2)^2 \omega_r = 2T_l(L_q L_d \omega_r^2 + r_s^2)^2$$

Lo cual implicaría:

$$2T_l[L_q^2 L_d^2 \omega_r^4 + 2r_s^2 L_q L_d \omega_r^2 + r_s^4] + r_s L_q^2 \lambda_m^2 \omega_r^3 + \lambda_m^2 r_s^3 \omega_r + 2\beta L_q^2 L_d^2 \omega_r^5 + 4\beta L_q L_d r_s^2 \omega_r^3 + 2\beta r_s^4 \omega_r = 0$$

De tal forma que se define el polinomio característico al comportamiento de los puntos de equilibrio referente a la velocidad angular siguiente:

$$a_5 \omega_r^5 + a_4 \omega_r^4 + a_3 \omega_r^3 + a_2 \omega_r^2 + a_1 \omega_r + a_0 = 0$$

Donde:

$$a_5 = 2\beta L_q^2 L_d^2$$

$$\begin{aligned}
 a_4 &= 2L_q^2 L_d^2 T_l \\
 a_3 &= r_s L_q^2 \lambda_m^2 + 4\beta L_q L_d r_s^2 \\
 a_2 &= 4r_s^2 L_q L_d T_l \\
 a_1 &= \lambda_m^2 r_s^3 + 2\beta r_s^4 \\
 a_0 &= 2r_s^4 T_l
 \end{aligned}$$

Se ilustra en la figura 4.1 el comportamiento del polinomio de los puntos de equilibrio

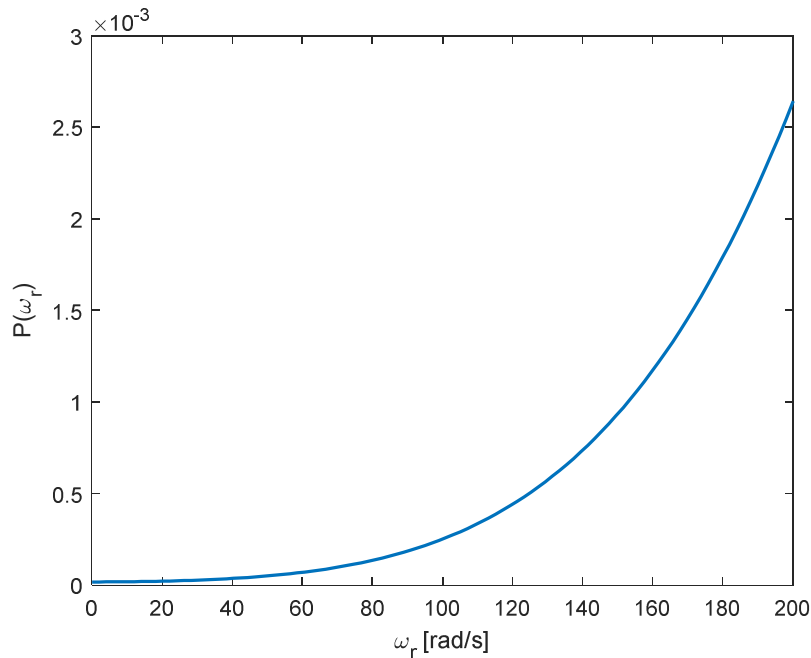


Fig. 4.1 Polinomio característico de velocidad angular

Las raíces del polinomio obtenido con respecto a la velocidad angular son:

$$\begin{aligned}
 \omega_{r1} &= -3.9531 \\
 \omega_{r2} &= -0.0009 + 0.0608j \\
 \omega_{r3} &= -0.0009 - 0.0608j \\
 \omega_{r4} &= 0.0008 + 0.0590j \\
 \omega_{r5} &= 0.0008 - 0.0590j
 \end{aligned}$$

Se puede observar que solo existe una raíz de cruce real, localizada fuera del rango de operación ($\omega_r = 3.9531$), las demás raíces del modelo de estudio son complejas, por lo tanto, no existe punto de cruce con el eje del polinomio.

El elemento que hace que el polinomio no tenga solución trivial es el par de carga externo, haciendo que este sea igual a cero ($T_l = 0$) las raíces toman la forma:

$$\begin{aligned}
\omega_{r1} & 0 \\
\omega_{r2} & 0 + 73.2778j \\
\omega_{r3} & 0 - 73.2778j \\
\omega_{r4} & 0 + 52.3599j \\
\omega_{r5} & 0 - 52.3599j
\end{aligned}$$

De acuerdo al proceso de obtención de las raíces, se observa que estas dependen del comportamiento del torque de carga y parámetros intrínsecos del sistema. De tal forma que se tiene que los puntos de equilibrio corresponden al vector:

$$X_0 = \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \\ \omega_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{L_q \lambda_m \omega_{r0}^2}{L_q L_d \omega_{r0}^2 + r_s^2}\right) \\ -\left(\frac{\lambda_m r_s \omega_{r0}}{L_q L_d \omega_{r0}^2 + r_s^2}\right) \\ \omega_{r0} \end{bmatrix}$$

Donde se observa que el punto de crítico trivial ahora está presente dentro de los puntos de equilibrios, por lo tanto, se linealiza en este punto:

$$X_0 = \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \\ \omega_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

4.4. Aproximación lineal del MSIP

La linealización es un método para estudiar la estabilidad local de un punto de equilibrio de un sistema de ecuaciones diferenciales no lineales. A partir del punto de equilibrio se plantea la linealización bajo la forma de aproximación de Taylor definida por:

$$\frac{di_d}{dt} \approx f_1(X_0) + \left.\frac{\partial f_1}{\partial i_d}\right|_{X_0} [i_d - i_{d0}] + \left.\frac{\partial f_1}{\partial i_q}\right|_{X_0} [i_q - i_{q0}] + \left.\frac{\partial f_1}{\partial \omega_r}\right|_{X_0} [\omega_r - \omega_{r0}]$$

$$\frac{di_q}{dt} \approx f_2(X_0) + \left.\frac{\partial f_2}{\partial i_d}\right|_{X_0} [i_d - i_{d0}] + \left.\frac{\partial f_2}{\partial i_q}\right|_{X_0} [i_q - i_{q0}] + \left.\frac{\partial f_2}{\partial \omega_r}\right|_{X_0} [\omega_r - \omega_{r0}]$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} \approx f_3(X_0) + \left.\frac{\partial f_3}{\partial i_d}\right|_{X_0} [i_d - i_{d0}] + \left.\frac{\partial f_3}{\partial i_q}\right|_{X_0} [i_q - i_{q0}] + \left.\frac{\partial f_3}{\partial \omega_r}\right|_{X_0} [\omega_r - \omega_{r0}]$$

Aplicando los operadores matemáticos dados y evaluando:

$$\begin{aligned}\frac{di_d}{dt} &\approx [0] + \left[-\frac{r_s}{L_d}\right][i_d - 0] + [0][i_q - 0] + [0][\omega_r - 0] \\ \frac{di_q}{dt} &\approx [0] + [0][i_d - 0] + \left[-\frac{r_s}{L_q}\right][i_q - 0] + \left[-\frac{\lambda_m}{L_q}\right][\omega_r - 0] \\ \frac{d\omega_r}{dt} &\approx \left[-\frac{P}{2J}T_l\right] + [0][i_d - 0] + \left[\frac{3P^2\lambda_m}{4}\right][i_q - 0] + \left[-\frac{P\beta}{2J}\right][\omega_r - 0]\end{aligned}$$

Se obtiene el conjunto de ecuaciones diferenciales de primer orden lineales para el MSIP:

$$\begin{aligned}\frac{di_d}{dt} &= -\frac{r_s}{L_d}i_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{r_s}{L_q}i_q - \frac{\lambda_m}{L_q}\omega_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{3P^2\lambda_m}{4J}i_q - \frac{P\beta}{2J}\omega_r - \frac{P}{2J}T_l\end{aligned}$$

4.4.1. Respuesta libre del modelo del MSIP

La comparación entre modelos se hace primeramente cuando los sistemas no están sometidos a excitación externa de ningún tipo. La figura 4.2 y 4.3 ilustra los resultados obtenidos para las tres variables medidas, corrientes i_d , i_q y velocidad angular ω_r .

Para el análisis de comportamiento se lleva a cabo la simulación, bajo la condición inicial:

$$[i_{d0} \quad i_{q0} \quad \omega_{r0}] = [5 \quad 10 \quad 200]$$

Se observa que la respuesta que presentan ambos sistemas (lineal y no lineal) es muy similar, por lo tanto, el modelo linealizado es aceptable sometido a condiciones iniciales.

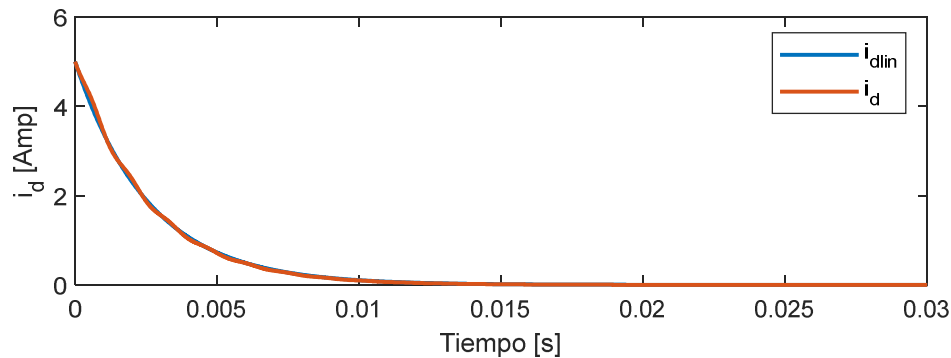


Fig. 4.2 Variables de estado: respuesta libre

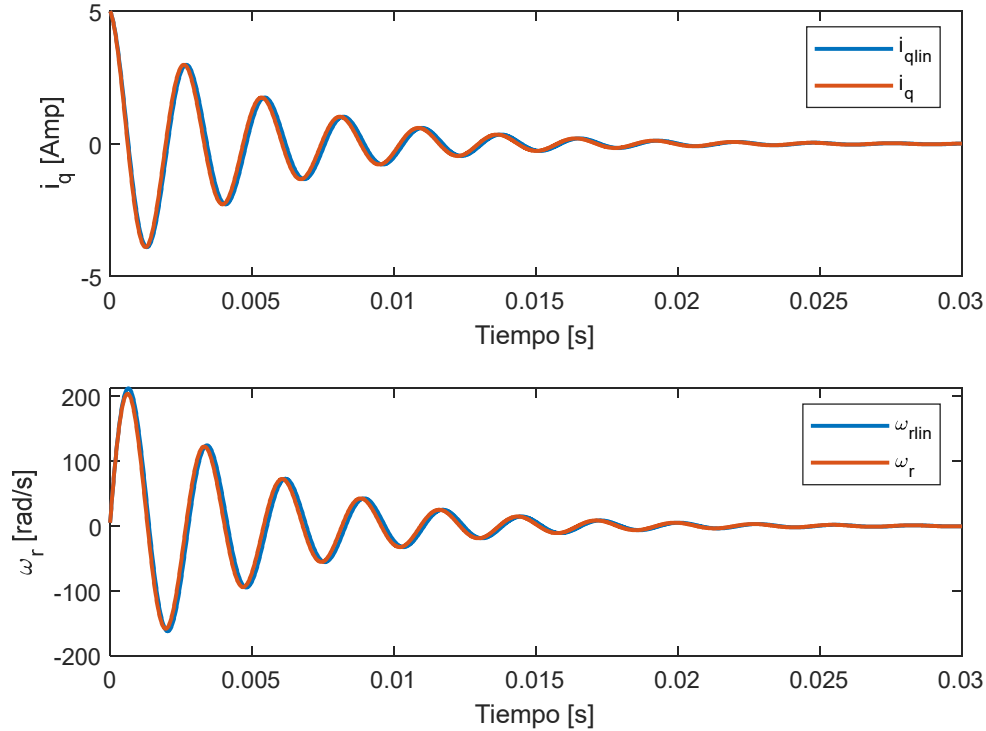


Fig. 4.3 Variables de estado: respuesta libre (continuación)

4.4.2. Respuesta forzada del modelo del MSIP

Se analiza ahora el comportamiento de los modelos lineal y no lineal bajo perturbaciones de la forma:

$$\begin{aligned} V_{d0} &= V_s \sqrt{2} \text{sen}(\delta) \\ V_{q0} &= V_s \sqrt{2} \text{cos}(\delta) \end{aligned}$$

Para un voltaje aplicado a las terminales del estator $V_s = 120$. Se observa que el voltaje toma un comportamiento armónico en función del argumento δ , el cual se expresa como una nueva variable definida por la ecuación diferencial:

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_r - 2\pi f$$

La cual es acoplada al sistema de ecuaciones diferenciales del MSIP.

La figura 4.4 ilustra el comportamiento de los sistemas dinámicos linealizado y no linealizado respectivamente sometido a este tipo de excitación externa con respecto al parámetro corriente i_d , i_q y ω_r , se observa que, al pasar del estado transitorio al estacionario.

Las respuestas lineales y no lineales tienden a converger en comportamiento, por lo tanto se concluye que, bajo la condición definida el modelo linealizado es bastante apegado al comportamiento no lineal del MSIP en el punto de linealización y cercano al punto de operación.

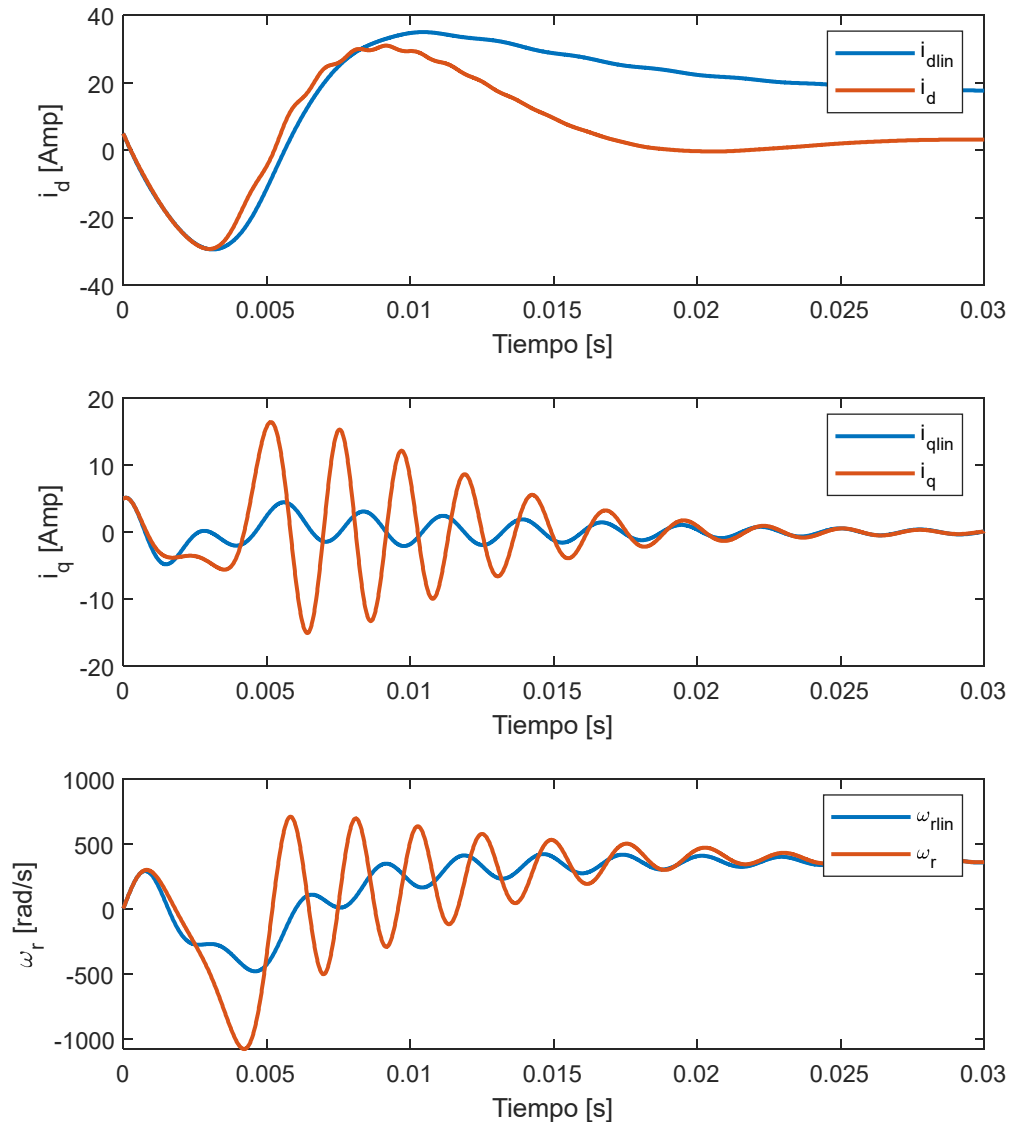


Fig. 4.4 Variables de estado: respuesta ante perturbaciones

4.4.3. Observador de estados

Debido a la dinámica del MSIP una de las dificultades que puede existir en este tipo de sistema es la medición de las variables eléctricas de interés para realizar el control de velocidad de la máquina. Es conveniente definir un observador de estados para el sistema al momento de tratar de implementar el controlador del modelo dinámico. Para diseñar el

estimador de estados se utiliza el sistema linealizado en el punto de equilibrio dado definido por las ecuaciones (4.30) y (4.31).

Para el diseño del estimador de estados primeramente se tiene que verificar la observabilidad del sistema, la cual se determina si se cumple con:

$$\text{ran}[C^T : A * C^T : \dots : A^{n-1} * C^T] = n$$

donde la matriz C para el modelo linealizado toma la forma:

$$C = [0 \quad 1]$$

Sustituyendo las matrices del MSIP Se tiene que la matriz aumentada buscada toma la forma:

$$\text{ran}[C^T : A * C^T] = \text{ran} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\lambda_m}{L_q} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = 2$$

La cual tiene rango igual a $n = 2$, lo cual define el sistema completamente observable. El principio del diseño del observador consiste en duplicar el sistema original a través de las variables conocidas A, B, C a partir de la ecuación (4.38) siguiente:

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X} + Bu$$

El objetivo de este sistema duplicado es poder estimar todas las variables de espacio de estados \hat{X} . Se debe observar que el estimador de estados debe de tener conexiones o entradas a partir de la salida del sistema original y de la entrada al sistema como lo ilustra la figura 4.5.

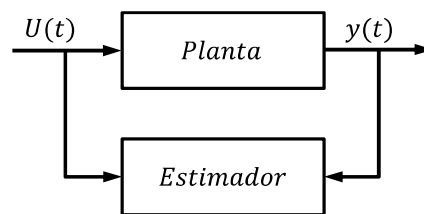


Fig. 4.5 Esquema de diseño de estimador de estado

Con lo cual se realiza una nueva modificación al sistema duplicado definiendo un vector de ganancia L de la siguiente forma:

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X} + Bu + L(y - c\hat{X})$$

Al definir este nuevo término en el sistema duplicador se presenta un nuevo parámetro el cual es un indicador de la ganancia o la precisión de la siguiente forma:

$$\hat{X} = (A - LC)\hat{X} + Ly + Bu$$

De la misma forma se define un error de convergencia como:

$$e(t) = X - \hat{X}$$

Y la rapidez de cambio del error como:

$$\dot{e}(t) = \dot{X} - \dot{\hat{X}}$$

Trabajando algebraicamente con esta expresión se obtiene:

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t)$$

La ecuación (ant) gobierna la precisión del estimador, dado que proporciona el grado de convergencia del mismo. Los eigenvalores del sistema tomaran los siguientes valores de la matriz:

$$(A - LC)$$

Se busca encontrar el polinomio característico del sistema mediante la siguiente expresión:

$$\text{Det}[\lambda - (A - LC)] = 0$$

Desarrollando la expresión (4.45) se obtiene:

$$\alpha_n \lambda^2 \pm \alpha_1 \lambda \pm \alpha_0 = 0$$

Las raíces del polinomio definido por (4.46) se pueden definir como:

$$(\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_0) = 0$$

Cuando se logra que todas las raíces pertenecientes al polinomio característico pertenezcan al semiplano izquierdo el error de estimación converge a cero en un tiempo determinado, lo anterior se logra eligiendo valores del vector de ganancia L que cumplan con esta condición. Basado en lo anterior se tiene que:

$$A - LC = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\lambda_m}{L_q} \\ \frac{3P^2\lambda_m}{4J} & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\lambda_m}{L_q} & -\frac{\lambda_m}{L_q} \\ \frac{3P^2\lambda_m}{4J} & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & l_1 \\ 0 & l_2 \end{bmatrix}$$

$$A - LC = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\lambda_m + l_1 L_q}{L_q} \\ \frac{3P^2 \lambda_m}{4J} & -l_2 \end{bmatrix}$$

El determinante toma la forma:

$$\text{Det}[\lambda I - (A - LC)] = \text{Det} \left\{ \begin{bmatrix} \lambda & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\lambda_m + l_1 L_q}{L_q} \\ \frac{3P^2 \lambda_m}{4J} & -l_2 \end{bmatrix} \right\} = 0$$

El polinomio toma la forma:

$$\lambda^2 + \left[\frac{r_s}{L_q} + l_2 \right] \lambda + \left[\frac{3P^2 \lambda_m (\lambda_m + L_q l_1) + 4J r_s l_2}{4J L_q} \right] = 0$$

El objetivo es buscar valores para los cuales las raíces del vector de ganancia proporcionen los valores para que la dinámica del estimador converja en el plano complejo, las raíces toman la forma:

$$\lambda_{1,2} = \frac{-\beta_1 \pm \sqrt{\beta_1^2 - 4\beta_2}}{2}$$

Se tiene la siguiente condición para lograr que el sistema del observador sea menor que el cero del numerador del sistema definido por:

$$\beta_2 > 0$$

Para:

$$\beta_1 = \frac{r_s}{L_q} + l_2$$

$$\beta_2 = \frac{3P^2 \lambda_m (\lambda_m + L_q l_1) + 4J r_s l_2}{4J L_q}$$

Definiendo los siguientes valores para las variables buscadas:

$$l_1 = l_2 = 1$$

Sustituyendo los valores en las raíces del sistema, los valores λ son:

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1.9366e2 + 2.2927e3i \\ -1.9366e2 - 2.2927e3i \end{bmatrix}$$

De tal modo que el sistema del estimador es de la forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_q \\ \dot{\hat{\omega}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\lambda_m + l_1 L_q}{L_q} \\ \frac{3P^2 \lambda_m}{4J} & -l_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_q \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} V_q + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} \right\}$$

El sistema dinámico y su estimador están sometidos a una excitación externa propuesta para la simulación de convergencia igual a:

$$V_q = 100 \text{sen}(188.5t)$$

Las condiciones iniciales a las que está sometido el sistema planta-estimador se muestran en las figuras 4.6 y 4.7 son las siguientes:

$$[i_q \quad \omega_r \quad \hat{i}_q \quad \hat{\omega}_r] = [5 \quad 10 \quad -8 \quad -20]$$

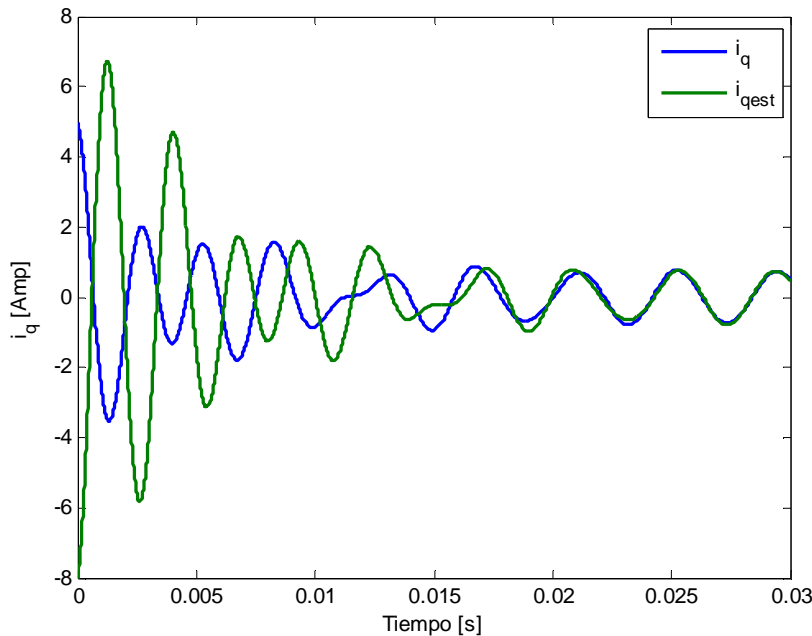


Fig. 4.6 Estimación de corriente i_q

Se observa que el diseño del estimador es adecuado, dado que cumple con los propósitos definidos en el seguimiento de la trayectoria de los estados dados. En las figuras 4.4 y 4.5 se

muestra la respuesta de la dinámica planta-estimador de las variables i_q y ω_r donde se observa la simulación del comportamiento de interés. En las figuras se puede observar que después de determinado tiempo las variables estimadas alcanzan a la trayectoria de la planta.

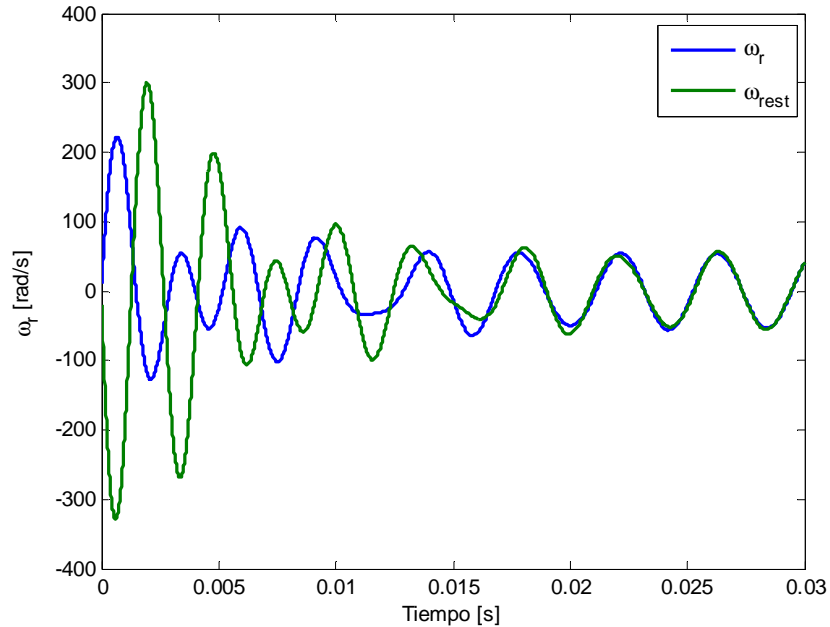


Fig. 4.7 Estimación de velocidad angular ω_r

4.5. Análisis de estabilidad del modelo del MSIP

Una forma genérica de analizar la estabilidad del modelo del MSIP es a través de la teoría de estabilidad de Lyapunov, La cual engloba en su definición toda la teoría referente al comportamiento estable del sistema a analizar del MSIP, partiendo del comportamientos en los puntos de equilibrio calculados el cual está integrado por las ecuaciones de referencia descritas en el apartado 4.2.

La estabilidad de un sistema dinámico es definida a partir de los puntos de equilibrio en el sentido de Lyapunov como:

1. Definición: El punto de equilibrio $x_0 = 0$ es estable si, para cualquier $R > 0$, hay un $r > 0$, tal que satisface $\|x(0)\| < r$, entonces $\|x(t)\| < R$ para todo $t \geq 0, R > r$, de otra manera el punto de equilibrio es inestable en el sentido de Lyapunov.

La estabilidad asintótica y exponencial es definida como:

2. Definición: Un punto de equilibrio $x_0 = 0$ es asintóticamente estable si es estable y si, existe algún $r > 0$, tal que $\|x(0)\| < r$, implica que $x(t) \rightarrow 0$ cuando $t \rightarrow \infty$.

3. Definición: Un punto de equilibrio $x_0 = 0$ es exponencialmente estable si existen dos números n_1, n_2 estrictamente positivos tal que para todo $t > 0$, lo cual implicará $\|x(t)\| < n_1 \|x(0)\| e^{n_2 t}$ en algún dominio de atracción D_{tr} convergente al origen.

Las definiciones anteriores son válidas para caracterizar el comportamiento local del modelo del MSIP. Es decir, cómo el sistema evoluciona después de partir cerca del punto de equilibrio. Si la estabilidad asintótica (o exponencial) es válida para cualesquier condición inicial, el punto de equilibrio es estable asintótico (o exponencial) globalmente. Algunos alcances importantes son:

- Un punto de equilibrio que es estable, pero no asintóticamente estable se llama marginalmente estable.
- Convergencia de estados no implica estabilidad.

4.5.1. Linealización y Estabilidad Local

El método de linealización de Lyapunov se refiere al análisis de la estabilidad local. Dado que todos los sistemas físicos pueden ser considerados no lineales en algún grado, este método sirve como justificación para el uso de las técnicas lineales en sistemas no lineales.

Método de linealización de Lyapunov:

1. Si el sistema linealizado es estable (todos los valores propios de A están en el semiplano izquierdo del plano complejo), entonces el punto de equilibrio es asintóticamente estable.
2. Si el sistema linealizado es inestable (al menos un valor propio de A esta en el semiplano derecho del plano complejo), entonces el punto de equilibrio es inestable.
3. Si el sistema linealizado es marginalmente estable (todos los valores propios de A están en el plano izquierdo, pero al menos uno esta sobre el eje jw), entonces no se puede concluir nada respecto del punto de equilibrio (puede ser estable, asintóticamente estable o inestable).

Partiendo del modelo lineal del MSIP con condiciones iniciales distintas a cero, el polinomio característico es determinado a partir de:

$$\det(sI - A) = 0$$

Se pueden distinguir dos casos en el análisis de los valores propios:

1. Si el $\det(sI - A) \neq 0$, entonces el $(0,0,0)$ es el único punto de equilibrio.
 - a) Si los valores propios son reales:
 - i. Si $\lambda_1 \leq \lambda_2 \leq \lambda_3 < 0 \rightarrow (0,0,0)$ es un nodo estable. Las trayectorias en el plano de fase son parábolas que se hacen tangentes al vector propio lento

(correspondiente al mayor valor propio) cuando se acercan al origen, y paralelas al vector propio rápido (correspondiente al menor valor propio) lejos del origen.

- ii. Si $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3 > 0 \rightarrow (0,0,0)$ es un nodo inestable. Las trayectorias en el plano de fase son parábolas con formas similares a la del nodo estable pero con sentido invertido.
- iii. Si los signos de los valores propios son diferentes es un punto silla. Las trayectorias en el plano de fase (excepto las correspondientes a los vectores propios, que son rectas) son hipérbolas que “comienzan” tangentes al vector propio estable (correspondiente al valor propio estable) en infinito, y “terminan” tangentes al vector propio inestable (correspondiente al valor propio inestable), también en infinito.
- b) Si los valores propios son complejos:
 - iv. Si $Re(\lambda_1) = Re(\lambda_2) = Re(\lambda_3) = 0 \rightarrow (0,0,0)$ es un punto central. Las trayectorias en el plano de fase son elipses centradas en el origen.
 - v. Si $Re(\lambda_1) = Re(\lambda_2) = Re(\lambda_3) < 0 \rightarrow (0,0,0)$ es un foco estable. Las trayectorias en el plano de fase son espirales logarítmicas que convergen al origen.
 - vi. Si $Re(\lambda_1) = Re(\lambda_2) = Re(\lambda_3) > 0 \rightarrow (0,0,0)$ es un foco inestable. Las trayectorias en el plano de fase son espirales logarítmicas que divergen del origen.

2. Si el $det(sI - A) = 0$, entonces hay infinitos puntos de equilibrio.

El retrato de fase en este caso se asemeja al de un nodo (estable o inestable según sea negativo o positivo). Las trayectorias no tienen en este caso el comportamiento asintótico rápido o lento como en el caso de autovalores distintos.

- vii. Si $\lambda_1 = \lambda_2 = 0, \lambda_3 < 0 \rightarrow (0,0,0)$ es estable.
- viii. Si $\lambda_1 = \lambda_2 = 0, \lambda_3 > 0 \rightarrow (0,0,0)$ es inestable.
- ix. Si $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = 0 \rightarrow (0,0,0)$ es inestable.

4.5.2. Análisis de valores propios del modelo lineal del MSIP

Se tiene la matriz del sistema lineal del modelo del MSIP definida por:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\lambda_m}{L_q} \\ 0 & \frac{3P^2\lambda_m}{4J} & -\frac{P\beta}{2J} \end{bmatrix}$$

De acuerdo a los parámetros presentados se tienen los valores propios como:

$$\lambda_1 = -0.3829$$

$$\lambda_2 = -44.3739$$

$$\lambda_3 = -80.3138$$

Se observa que el modelo linealizado tiene valores propios reales y cumplen con la condición:

$$\lambda_1 \leq \lambda_2 \leq \lambda_3 < 0$$

Por lo tanto el punto de equilibrio es un nodo estable.

4.5.3. Plano de fase del modelo lineal del MSIP

Dada la estructura del modelo lineal obtenido en el punto de equilibrio propuesto se observa que la ecuación correspondiente al estado i_d esta completamente desacoplada, por lo tanto se puede obtener su estabilidad con base en las raíz de la misma, la cual corresponde a:

$$\lambda_3 = -80.3138$$

Para las restantes dos ecuaciones se desarrolla el diagrama de fase en el punto de equilibrio planteado de linealización, bajo las variaciones en las condiciones iniciales:

$$-10 \leq i_{q0} \leq 10$$

$$-25 \leq \omega_{r0} \leq 25$$

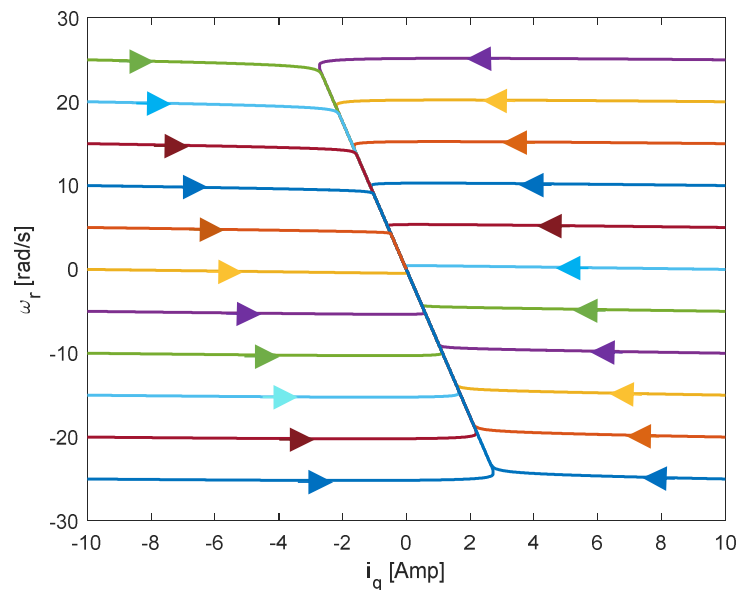


Fig. 4.8 Diagrama de fase, estados: i_q, ω_r

Bajo lo cual se obtiene un diagrama de fase como el ilustrado en la figura 4.8 donde se observa que todas las curvas convergen al punto de equilibrio trivial.

4.5.4. Comportamiento local del Sistema no lineal del modelo del MSIP

Para el caso del modelo del MSIP no lineal, el análisis del comportamiento del punto de equilibrio trivial ya fue desarrollado, ahora se analizan los restantes puntos de equilibrio.

1. Segundo punto de equilibrio

Partiendo del punto crítico de la velocidad angular de estructura igual a:

$$\omega_{r2} = 0 + 73.2778j$$

Se obtiene el punto de equilibrio de la forma:

$$X_0 = \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \\ \omega_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3.0148 \\ -3.3040j \\ 0 + 73.2778j \end{bmatrix}$$

Donde se observa que se cumple con la condición:

$Re(i_{d0}) > 0$, el punto de equilibrio es un foco inestable. Las trayectorias en el plano de fase son espirales logarítmicas que divergen del origen.

2. Segundo punto de equilibrio

Partiendo del punto crítico de la velocidad angular de estructura igual a:

$$\omega_{r2} = 0 - 73.2778j$$

Se obtiene el punto de equilibrio de la forma:

$$X_0 = \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \\ \omega_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3.0148 \\ 3.3040j \\ 0 - 73.2778j \end{bmatrix}$$

Donde se observa que se cumple, del mismo modo, con la condición:

$Re(i_{d0}) > 0$, el punto de equilibrio es un foco inestable. Las trayectorias en el plano de fase son espirales logarítmicas que divergen del origen.

3. Tercer punto de equilibrio

Partiendo del tercer punto crítico correspondiente a la velocidad angular:

$$\omega_{r2} = 0 + 52.3599j$$

Se obtiene el punto de equilibrio:

$$X_0 = \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \\ \omega_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2.1788 \\ -3.3420j \\ 0 + 52.3599j \end{bmatrix}$$

Donde se cumple con la condición:

$Re(i_{d0}) > 0$, el punto de equilibrio es un foco inestable. Las trayectorias en el plano de fase son espirales logarítmicas que divergen del origen.

4. Cuarto punto de equilibrio

Finalmente, el punto crítico de la velocidad angular:

$$\omega_{r2} = 0 + 52.3599j$$

Tiene un punto de equilibrio de la forma:

$$X_0 = \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \\ \omega_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2.1788 \\ 3.3420j \\ 0 + 52.3599j \end{bmatrix}$$

Donde se cumple con la condición:

$Re(i_{d0}) > 0$, el punto de equilibrio es un foco inestable. Las trayectorias en el plano de fase son espirales logarítmicas que divergen del origen.

Lo cual demuestra que, para todos los puntos de equilibrio distintos al trivial se tienen comportamientos inestables.

4.5.5. Ciclos límites en el sistema no lineal del MSIP

Otro importante caso de análisis para el modelo dinámico del MSIP es la existencia de ciclos límites, donde en una trayectoria cerrada en el plano de fase tiene la característica de que otras trayectorias no cerradas tienden en espiral hacia ella, desde el interior o desde el exterior, cuando el tiempo tiende a infinito,

Los ciclos límites difieren de soluciones periódicas en que los primeros atraen a todas las órbitas a su ciclo, los últimos orbitan en torno a estos. Si el ciclo límite es estable entonces la amplitud es fija.

Hay tres teoremas que facilitan la predicción de ciclos límites.

1. *Teorema de Poincare:* Si un ciclo límite existe en el sistema autónomo de segundo orden entonces $N = S + 1$, donde N : es el número de nodos, focos y puntos centrales y S es el número de puntos de silla. Ambos encerrados por el ciclo límite.
2. *Teorema de Poincare–Bendixon:* Si una trayectoria del sistema autónomo de segundo orden permanece en una región finita Ω , entonces una de las siguientes afirmaciones es verdadera:
 - (a) La trayectoria viaja hasta un punto de equilibrio.
 - (b) La trayectoria tiende a un ciclo límite asintóticamente estable.
 - (c) La trayectoria es un ciclo límite.
3. *Teorema de Bendixon:* Si en un sistema autónomo de segundo orden $\frac{\partial f_1}{\partial x_1} + \frac{\partial f_2}{\partial x_2}$ no es idénticamente igual a cero y no cambia de signo, entonces no contiene trayectorias cerradas en la región del plano de fase.

Se tiene, para el sistema dinámico no lineal del MSIP que las derivadas parciales toman la forma:

$$\frac{\partial f_1}{\partial i_d} + \frac{\partial f_2}{\partial i_q} + \frac{\partial f_3}{\partial i_q} = -\frac{r_s}{L_d} - \frac{r_s}{L_q} - \frac{P\beta}{2J} = -\left(\frac{r_s}{L_d} + \frac{r_s}{L_q} + \frac{P\beta}{2J}\right)$$

En el cual se observa que existe cambio de signo y no es idénticamente igual a cero, por lo tanto, existen ciclos limites en el mismo.

4.5.6. Diagramas de fase

Se presentan los diagramas de fase del sistema no lineal para diferentes condiciones iniciales y sin presencia de perturbación externa en el modelo no lineal del MSIP, donde se observa que existe un atractor hacia el punto de equilibrio trivial en la figura 4.9.

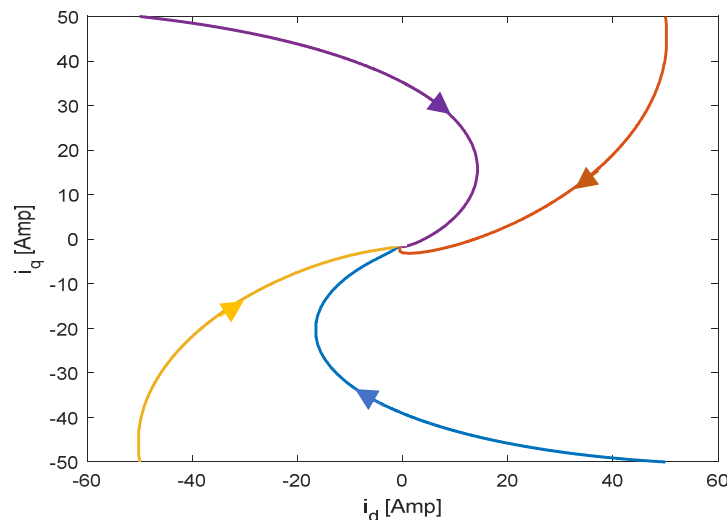


Fig. 4.9 Diagrama de fase no lineal, estados i_d, i_q

Para los estados ω_r, i_q se puede observar que, bajo diferentes condiciones iniciales, tiende a tomar el comportamiento en el punto de equilibrio estable.

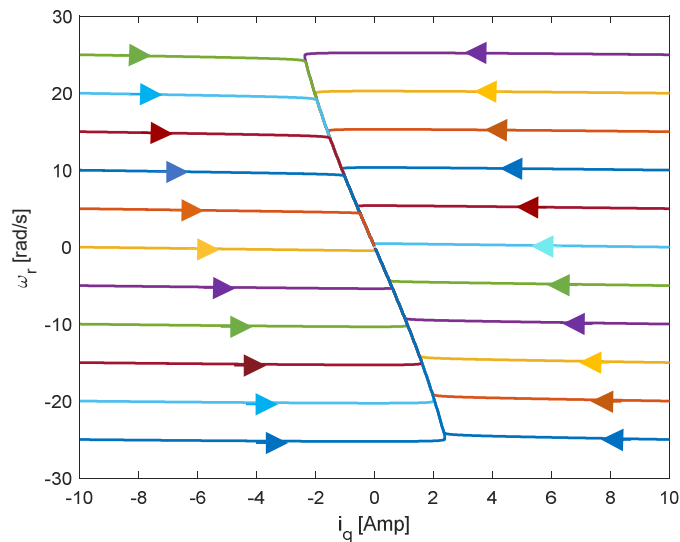


Fig. 4.10 Diagrama de fase no lineal, estados i_q, ω_r

Para el caso del modelo dinámico sometido a perturbaciones del tipo definido por las ecuaciones (**número**), se puede observar la tendencia a seguir un comportamiento definido por ciclos limites, la figura 4.11 ilustra el comportamiento descrito.

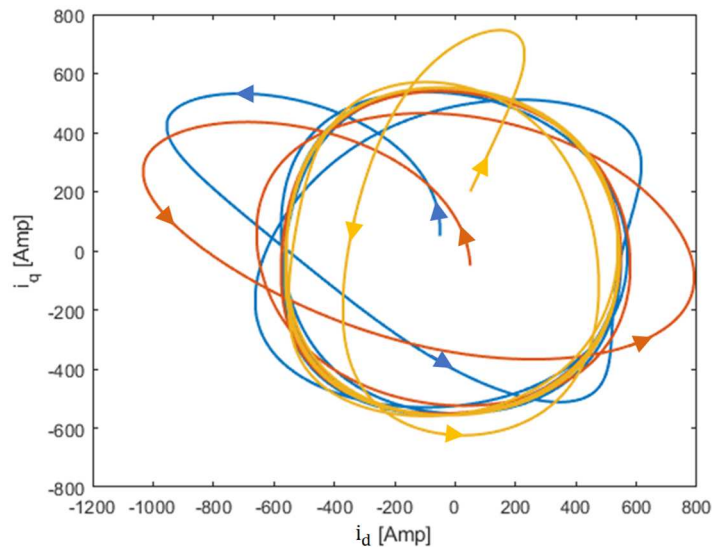


Fig. 4.11 Diagrama de fase no lineal, ciclos limite, estados i_d, i_q

4.6. Método Directo de estabilidad de Lyapunov

En el método directo de Lyapunov se debe encontrar una función $V(x)$ del tipo energía y examinar esta función escalar en el tiempo. Si la energía total de un sistema es continuamente

disipada, entonces el sistema debe eventualmente llegar a un punto equilibrio. Como la energía es un escalar, el análisis de la estabilidad debiera reducirse al análisis de una función escalar.

3. Definición: El sistema dinámico se dice estable localmente si cumple con:

1. $V(x)$ es definida positiva $V(x) > 0$ y cuando $x = 0, V(0) = 0$
2. $\dot{V}(x)$ es definida negativa $\dot{V}(x) \leq 0$

Entonces el punto de equilibrio $x = 0$ se dice estable.

Mas aún, si se cumple con $\dot{V}(x) < 0$, se dice que el sistema es asintóticamente estable.

Para el caso de estudio del modelo del MSIP se toma como propuesta la función de Lyapunov a partir del teorema de Krasovskii definido como:

1. Teorema: Sea el sistema autónomo $\dot{x} = f(x)$ con el origen como punto de equilibrio y sea $A(x)$ el Jacobiano $A(x) = \partial f(x)/\partial x$.

Si la matriz $F(x) = A(x) + A(x)^T$ es definida negativa en un entorno de definición, entonces el origen es un punto de equilibrio asintóticamente estable.

Una función de Lyapunov para ese sistema es $V(x) = f(x)^T f(x)$.

Si el dominio de definición es todo el espacio de estados y $V(x) \rightarrow \infty$ cuando $\|x\| \rightarrow \infty$, entonces el punto de equilibrio es globalmente asintóticamente estable.

Definiendo la derivada de la función de energía como:

$$\dot{V}(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial V(x)}{\partial i_d} & \frac{\partial V(x)}{\partial i_q} & \frac{\partial V(x)}{\partial \omega_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix}$$

Bajo lo cual se plantea el Jacobiano del sistema de análisis del modelo no lineal del MSIP como:

$$A = \frac{\partial f(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \omega_r & \frac{L_q}{L_d} i_q \\ -\frac{L_d}{L_q} \omega_r & -\frac{r_s}{L_q} & -\left(\frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{\lambda_m}{L_q}\right) \\ \frac{3P^2}{4J} (L_d - L_q) i_q & \left[\frac{3P^2}{4J} (L_d - L_q) i_d + \frac{3P^2}{4J} \lambda_m\right] & -\frac{P\beta}{2J} \end{bmatrix}$$

Donde:

$$A^T = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_d} & -\frac{L_d}{L_q} \omega_r & \frac{3 P^2}{4 J} (L_d - L_q) i_q \\ \frac{L_q}{L_d} \omega_r & -\frac{r_s}{L_q} & \frac{3 P^2}{4 J} (L_d - L_q) i_d + \frac{3 P^2}{4 J} \lambda_m \\ \frac{L_q}{L_d} i_q & -\left(\frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{\lambda_m}{L_q}\right) & -\frac{P\beta}{2J} \end{bmatrix}$$

La cual genera la función con valores propios de la forma:

$$\begin{aligned} \lambda_1 & k_1 f_1(i_d, i_q, \omega_r) \quad \text{para } k_1 > 0 \\ \lambda_2 & k_2 f_2(i_d, i_q, \omega_r) \quad \text{para } k_2 < 0 \\ \lambda_3 & k_3 f_3(i_d, i_q, \omega_r) \quad \text{para } k_3 < 0 \end{aligned}$$

De lo cual se observa que el punto tiene un valor propio que siempre es positivo, por lo tanto, no se puede concluir que el sistema sea asintóticamente estable, a lo más es marginalmente estable.

Para continuar con la demostración de estabilidad del punto de equilibrio trivial se plantea la función candidata de Lyapunov, a partir del sistema dinámico del MSIP, como:

$$\begin{aligned} V(x) = & \left[-\frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \right]^2 + \left[-\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r \right]^2 \\ & + \left[\frac{3 P^2}{4 J} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3 P^2}{4 J} \lambda_m i_q - \frac{P}{2J} T_l - \frac{P\beta}{2J} \omega_r \right]^2 \end{aligned}$$

Para obtener la derivada de la función candidata de Lyapunov se procede a calcular:

$$\begin{aligned} \frac{\partial V(x)}{\partial i_d} = & 2 \left[-\frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \right] \left[-\frac{r_s}{L_d} \right] + 2 \left[-\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r \right] \left[-\frac{L_d}{L_q} \omega_r \right] \\ & + 2 \left[\frac{3 P^2}{4 J} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3 P^2}{4 J} \lambda_m i_q - \frac{P}{2J} T_l - \frac{P\beta}{2J} \omega_r \right] \left[\frac{3 P^2}{4 J} (L_d - L_q) i_q \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial V(x)}{\partial i_q} = & 2 \left[-\frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \right] \left[\frac{L_q}{L_d} \omega_r \right] + 2 \left[-\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r \right] \left[-\frac{r_s}{L_q} \right] \\ & + 2 \left[\frac{3 P^2}{4 J} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3 P^2}{4 J} \lambda_m i_q - \frac{P}{2J} T_l - \frac{P\beta}{2J} \omega_r \right] \left[\frac{3 P^2}{4 J} (L_d - L_q) i_d \right] \\ & + \frac{3 P^2}{4 J} \lambda_m \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial V(x)}{\partial \omega_r} = & 2 \left[-\frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \right] \left[\frac{L_q}{L_d} i_q \right] + 2 \left[-\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r \right] \left[-\frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{\lambda_m}{L_q} \right] \\ & + 2 \left[\frac{3P^2}{4J} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3P^2}{4J} \lambda_m i_q - \frac{P}{2J} T_l - \frac{P\beta}{2J} \omega_r \right] \left[-\frac{P\beta}{2J} \right] \end{aligned}$$

Donde se tiene la derivada de la función de Lyapunov de la forma:

$$\dot{V}(x) = \frac{\partial V(x)}{\partial i_d} f_1(x) + \frac{\partial V(x)}{\partial i_q} f_2(x) + \frac{\partial V(x)}{\partial \omega_r} f_3(x)$$

Lo cual implica:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) = & 2 \left[-\frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \right] \left[-\frac{r_s}{L_d} f_1(x) + \frac{L_q}{L_d} \omega_r f_2(x) + \frac{L_q}{L_d} i_q f_3(x) \right] \\ & + 2 \left[-\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r \right] \left[-\frac{L_d}{L_q} \omega_r f_1(x) - \frac{r_s}{L_q} f_2(x) \right. \\ & \left. - \left(\frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{\lambda_m}{L_q} \right) f_3(x) \right] \\ & + 2 \left[\frac{3P^2}{4J} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3P^2}{4J} \lambda_m i_q - \frac{P}{2J} T_l - \frac{P\beta}{2J} \omega_r \right] \\ & \left[\frac{3P^2}{4J} (L_d - L_q) i_q f_1(x) + \left(\frac{3P^2}{4J} (L_d - L_q) i_d + \frac{3P^2}{4J} \lambda_m \right) f_2(x) - \frac{P\beta}{2J} f_3(x) \right] \end{aligned}$$

Con el fin de visualizar el comportamiento de la función candidata en el espacio de estados, se plantea que $i_d = 0$, con lo cual se tiene la función candidata de Lyapunov de la forma:

$$V(x) = \left[\frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \right]^2 + \left[-\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r \right]^2 + \left[+\frac{3P^2}{4J} \lambda_m i_q - \frac{P}{2J} T_l - \frac{P\beta}{2J} \omega_r \right]^2$$

Para el caso de la derivada de la función candidata de Lyapunov se tiene:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) = & 2 \left[\frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \right] \left[-\frac{r_s}{L_d} f_{1s}(x) + \frac{L_q}{L_d} \omega_r f_{2s}(x) + \frac{L_q}{L_d} i_q f_{3s}(x) \right] \\ & + 2 \left[-\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r \right] \left[-\frac{L_d}{L_q} \omega_r f_{1s}(x) - \frac{r_s}{L_q} f_{2s}(x) - \frac{\lambda_m}{L_q} f_{3s}(x) \right] \\ & + 2 \left[\frac{3P^2}{4J} \lambda_m i_q - \frac{P}{2J} T_l - \frac{P\beta}{2J} \omega_r \right] \left[\frac{3P^2}{4J} (L_d - L_q) i_q f_{1s}(x) + \frac{3P^2}{4J} \lambda_m f_{2s}(x) \right. \\ & \left. - \frac{P\beta}{2J} f_{3s}(x) \right] \end{aligned}$$

Donde:

$$f_{1s}(x) = \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q$$

$$f_{2s}(x) = -\frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r$$

$$f_{3s}(x) = \frac{3P^2}{4J} \lambda_m i_q - \frac{P}{2J} T_l - \frac{P\beta}{2J} \omega_r$$

Se observa, al graficar la función candidata de Lyapunov, que cumple con el requerimiento de $V > 0$ para todo $-\infty \leq i_q \leq \infty$, no así para el estado ω_r donde se puede observar que este es un punto de equilibrio indiferente. La figura 4.12 ilustra el comportamiento descrito.

El comportamiento de la derivada de la función candidata de Lyapunov muestra un comportamiento decreciente para los ejes i_q, ω_r , con una tendencia a disminuir más rápidamente en el eje i_q . Por lo tanto cumple con la condición de ser definida negativa para $x > 0$. La figura 4.13 ilustra el comportamiento descrito.

Del análisis anterior se puede concluir que el sistema descrito para el punto de equilibrio trivial es marginalmente estable, la función candidata de Lyapunov, los diagramas de fase y el análisis de los valores propios del sistema reafirmar lo planteado. Se debe tener precaución con el estado correspondiente a la velocidad angular ω_r , dado que se observa que en el punto de equilibrio para el estado, esta tiende a salir del mismo y a tomar un comportamiento indiferente.

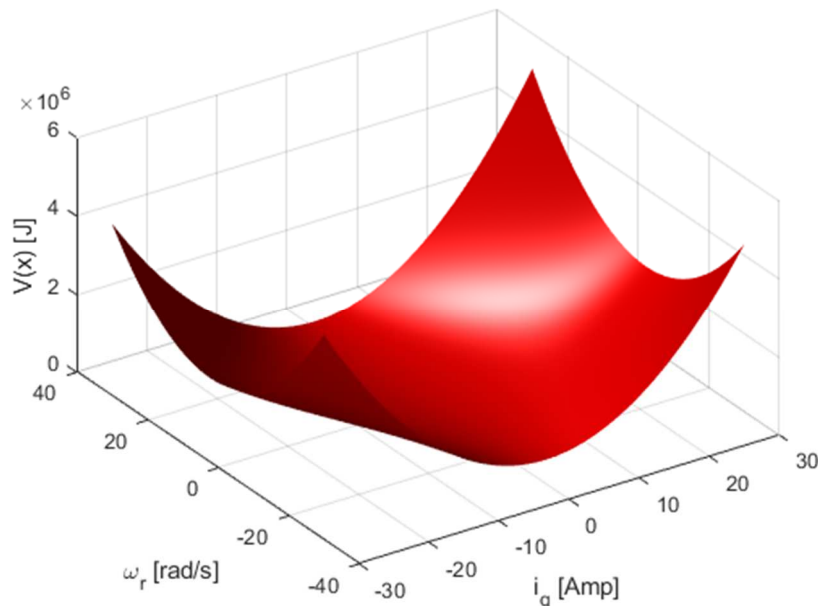


Fig. 4.12 Función candidata de Lyapunov

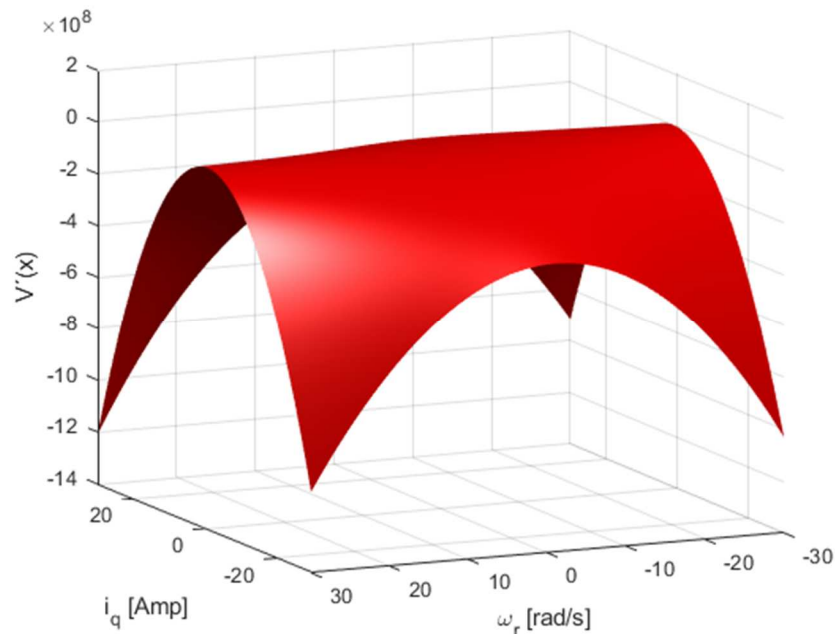


Fig. 4.13 Derivada de función candidata de Lyapunov

4.7. Análisis del modelo de referencia lineal del MSIP

Para lograr el objetivo de definir el comportamiento del modelo no lineal propuesto del MSIP con respecto al valor de referencia deseado, es necesario partir de una metodología y modelo de regulación convencional, cuyo estudio se encuentra en estado totalmente definido, esto es, un sistema de regulación basado en modelados, análisis y diseño de reguladores lineales. Posteriormente, con base en esta metodología local, se traslada y compara con el sistema no lineal. En los siguientes apartados se procede a diseñar el regulador lineal que servirá como base para el diseño del regulador del modelo no lineal.

4.7.1. Estructura de regulación propuesta para el sistema lineal

El primer paso en el proceso de regulación del comportamiento del sistema lineal del modelo de referencia del MSIP es la propuesta del esquema de regulación en lazo cerrado de los estados de salida con respecto a las entradas al sistema. La figura 4.14 ilustra el comportamiento del regulador propuesto, el cual está integrado por dos reguladores:

1. Regulador PID para la variable desacoplada i_d .
2. Regulador en variables de estado para las variables acopladas i_q, ω_r .

Se observa la interacción entre las variables de salida y las entradas de regulación, así como los errores planteados y su interacción entre los mismos en el modelo no lineal del MSIP. El diseño del modelo de referencia está basado en las ecuaciones lineales del MSIP descritas en el capítulo 4 y basada en los estados i_d, i_q, ω_r .

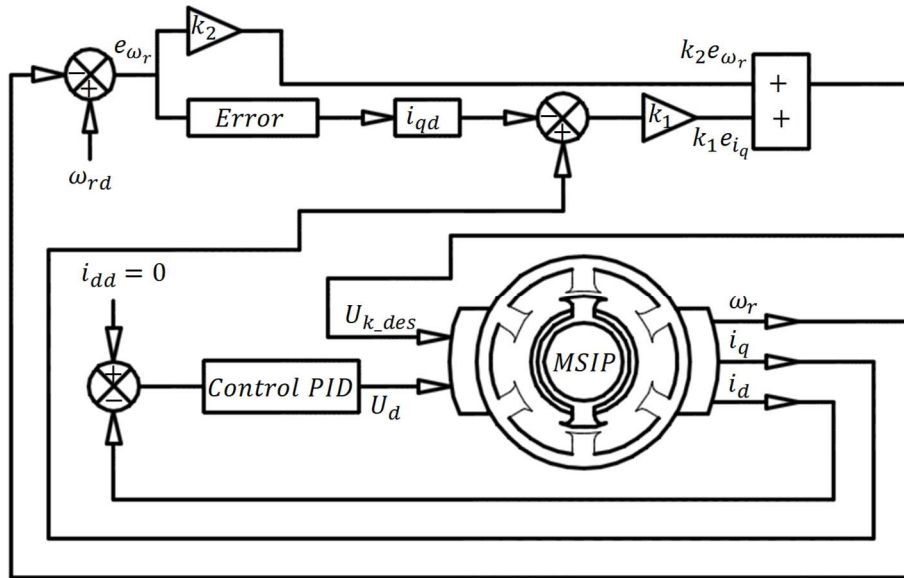


Fig. 4.14 Esquema de regulación lineal del MSIP

4.7.2. Comportamiento deseado del error de las variables de estado del MSIP

Se define el comportamiento del error referente al cambio de velocidad igual a la variación definida entre la velocidad angular deseada y la velocidad del rotor que entrega el MSIP:

$$e_{\omega_r} = \omega_{rd} - \omega_r$$

Derivando la función anterior con respecto al tiempo se tiene:

$$\dot{e}_{\omega_r} = \dot{\omega}_{rd} - \dot{\omega}_r$$

Se desea que la dinámica para el comportamiento del error medido entre la velocidad de referencia y la entregada por el sistema lleve a cabo un comportamiento exponencial y decreciente con respecto al tiempo del tipo:

$$\dot{e}_{\omega_r} = -c e_{\omega_r}$$

Se desea que el error de la velocidad angular decrezca exponencialmente en un tiempo acotado, lo cual implica la relación:

$$e_{\omega_r} = \exp(-c_{\omega_r} t)$$

Tomando la ecuación (num) referente a la variación del error y sustituyendo (num) así como la ecuación (num) la cual define la dinámica de la velocidad angular, se tiene:

$$-ce_{\omega_r} = \dot{\omega}_{rd} - \frac{P}{2J}(T_e - T_l - \beta\omega_r)$$

El torque electromagnético T_e toma la forma de la ecuación (num), sustituyendo esta expresión en (num) se tiene:

$$-ce_{\omega_r} = \dot{\omega}_{rd} - \frac{P}{2J}[1.5P(\lambda_m i_q) - T_l - \beta\omega_r]$$

La gráfica del comportamiento de la dinámica del error definida por la ecuación (numero), para un valor de c de se muestra en la figura 4.15. El comportamiento de la corriente deseada para el sistema en función del error de la velocidad angular ω_r toma la estructura:

$$i_{qd} = \frac{2J}{1.5P^2\lambda_m} \left[c_{\omega_r} e_{\omega_r} + \dot{\omega}_{rd} + \frac{PT_l}{2J} + \beta\omega_{rd} \right]$$

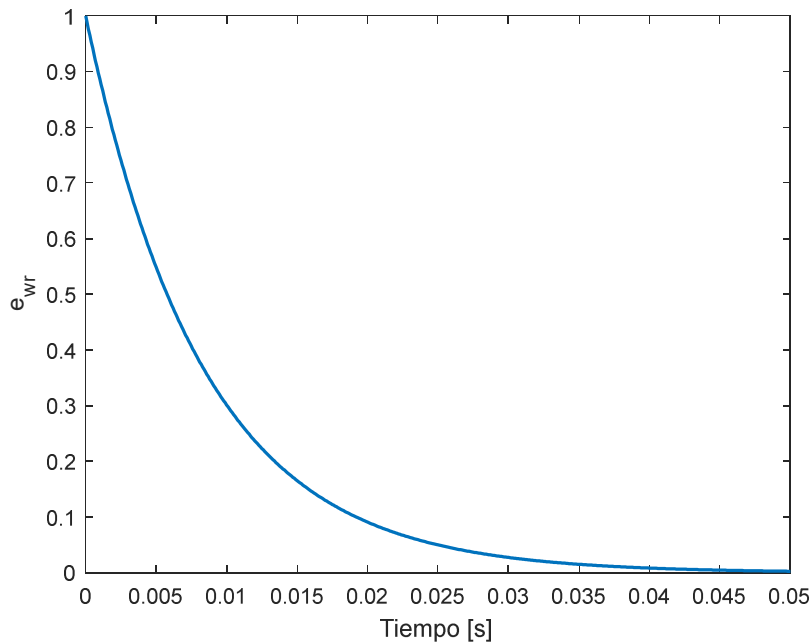


Fig. 4.15 Comportamiento deseado del error de velocidad

La cual está en función de la velocidad angular deseada del sistema dinámico del MSIP. El par de carga puede ser controlado directamente por el componente de corriente del eje q, por lo tanto, la velocidad angular del rotor puede ser controlada por el cambio de corriente del eje q, con lo cual se establece el cambio de corriente del eje d en cero para minimizar las pérdidas de corriente y de resistencia.

$$i_{dd} = 0$$

4.7.3. Estructura del regulador PID para la corriente i_d

Para regular la corriente i_d se parte de la ecuación lineal correspondiente desacoplada, la cual, al momento de acoplar la acción de control toma la estructura:

$$\frac{di_d}{dt} = U_d - \frac{r_s}{L_d} i_d$$

En la figura 4.16 se muestra el diagrama de bloques para regular i_d del MSIP.

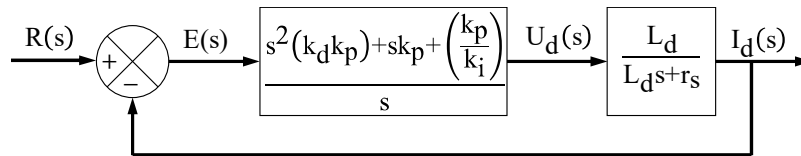


Fig. 4.16 Diagrama de bloques del controlador PID y la planta

La estructura del controlador PID de la forma:

$$U_d = k_p \left[e_{i_d} + \frac{1}{k_i} \int e_{i_d} dt + k_d \frac{d}{dt} e_{i_d} \right]$$

La función de transferencia planta-controlador en lazo abierto a partir del lazo cerrado para i_d es la siguiente:

$$\frac{I_d(s)}{R(s)} = \frac{L_d \left\{ s^2 (k_d k_p) + s k_p + \left(\frac{k_p}{k_i} \right) \right\}}{s^2 (k_d k_p L_d + L_d) + s (L_d k_p + r_s) + \left(\frac{L_d k_p}{k_i} \right)}$$

4.7.4. Sintonización ante una entrada tipo escalón para la corriente i_d

La respuesta del sistema dinámico es definida a propuesta del diseñador y las condiciones de operación del MSIP en cuestión. Está propuesta de respuesta basada en una dinámica deseada para el modelo del MSIP, en este caso se desea que tome un comportamiento basado en la entrada tipo escalón y que sea mediante una respuesta sub amortiguada.

Los parámetros para la dinámica planteada son:

1. Máximo sobrepaso con respecto a la amplitud final (M_p) en decimales de:

$$M_p = \exp \left[\frac{-\zeta \pi}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \right] = 0.1$$

2. Tiempo de asentamiento deseado (T_a) al 2% en segundos de:

$$T_a = \frac{4}{\zeta \omega_{nd}} = 2$$

Con estas características se obtiene un sistema de comportamiento deseado con la función de transferencia deseada de la forma:

$$G_d(s) = \frac{\omega_{nd}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{nd}s + \omega_{nd}^2}$$

El sistema obtenido a evaluar y el deseado son del mismo orden se procede a igualar los denominadores de ambas funciones de transferencia, deseado y obtenido para la corriente i_d :

$$(k_d k_p L_d + L_d)s^2 + (L_d k_p - r_s)s + \left(\frac{L_d k_p}{k_i}\right) = s^2 + 2\zeta\omega_{nd}s + \omega_{nd}^2$$

Donde se tienen las ecuaciones:

$$k_d k_p L_d + L_d = 1$$

$$L_d k_p + r_s = 2\zeta\omega_{nd}$$

$$\frac{L_d k_p}{k_i} = \omega_{nd}^2$$

Finalmente, el valor de las ganancias (k_p, k_i, k_d) a partir de la dinámica deseada como:

$$k_p = \frac{2\zeta\omega_{nd} - r_s}{L_d}$$

$$k_i = \frac{L_d k_p}{\omega_{nd}^2}$$

$$k_d = \frac{1 - L_d}{k_p L_d}$$

4.7.5. Error en estado estacionario

El error en estado estacionario es calculado para el sistema planteado en lazo cerrado y definido como el valor del error de la respuesta del sistema con respecto a la estructura de la referencia solicitada cuando todos los transitorios tienden a decaer. La figura 4.17 ilustra la estructura de la función a evaluar para el error en estado estacionario.

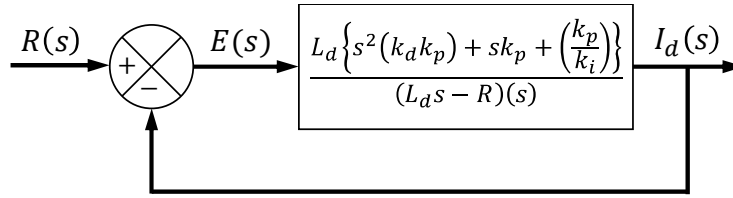


Fig. 4.17 Lazo cerrado del modelo lineal del MSIP

El error es planteado en principio como:

$$E(s) = R(s) - I_d(s)$$

Donde, a partir de la trayectoria global de realimentación se tiene el error como:

$$E(s) = R(s) - \left[\frac{G(s)}{1 + G(s)} \right] R(s)$$

$$E(s) = \left[\frac{1}{1 + G(s)} \right] R(s)$$

El error en estado estacionario planteado a partir del teorema del valor final se describe como el límite:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{s}{1 + G(s)} R(s) \right]$$

Donde:

$$G(s) = \frac{L_d \left\{ s^2 (k_d k_p) + s k_p + \left(\frac{k_p}{k_i} \right) \right\}}{(L_d s + r_s)(s)}$$

La referencia solicitada es una valor constante con la forma de respuesta escalón unitaria:

$$R(s) = \frac{188.5}{s}$$

Lo cual implicaría:

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{(L_d s + r_s)(s)(s)}{(L_d s + r_s)(s) + L_d \left\{ s^2 (k_d k_p) + s k_p + \left(\frac{k_p}{k_i} \right) \right\}} \frac{188.5}{s} \right]$$

$$e_{ss} = 188.5 \lim_{s \rightarrow 0} \left[\frac{(L_d s + r_s)(s)}{\left[s^2 (k_d k_p L_d + L_d) + s(k_p L_d + r_s) + \left(\frac{k_p L_d}{k_i} \right) \right]} \right]$$

A partir de la estructura planteada, se esperaría un error en estado estacionario igual a cero.

$$e_{ss} = 0$$

4.7.6. Estabilidad

Partiendo del criterio de estabilidad para un sistema lineal sometido a una entrada escalón, es decir, entrada finita, se define el sistema como estable si produce una salida acotada, tendiente a un valor constante con respecto al tiempo. Se plantea la estabilidad de la respuesta presentada a partir de las raíces del denominador del sistema regulado:

$$s^2 (k_d k_p L_d + L_d) + s(L_d k_p + r_s) + \left(\frac{L_d k_p}{k_i} \right)$$

Donde se observa que el comportamiento de las raíces tiende a tomar valores:

$$s = -\frac{L_d k_p + r_s}{2(k_d k_p L_d + L_d)} + \frac{\sqrt{(L_d k_p + r_s)^2 - 4(k_d k_p L_d + L_d) \left(\frac{L_d k_p}{k_i} \right)}}{2(k_d k_p L_d + L_d)}$$

$$s = -\frac{L_d k_p + r_s}{2(k_d k_p L_d + L_d)} - \frac{\sqrt{(L_d k_p + r_s)^2 - 4(k_d k_p L_d + L_d) \left(\frac{L_d k_p}{k_i} \right)}}{2(k_d k_p L_d + L_d)}$$

Estos valores serán siempre positivos, dado que son planteados a partir de las relaciones definidas a partir del polinomio deseado.

4.7.7. Estructura del regulador en variables de estado i_q, ω_r

Para el control del MSIP se plantea la retroalimentación de los estados i_q, ω_r a partir del modelo linealizado de la forma:

$$X = \begin{bmatrix} i_q \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\lambda_m}{L_q} \\ \frac{3P^2 \lambda_m}{4J} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ L_q \\ 0 \end{bmatrix} U_q$$

La función de control U_q toma la estructura:

$$U_q = -[k_1 \quad k_2][i_q \quad \omega_r]^T$$

4.7.8. Controlabilidad del modelo lineal del MSIP

La matriz de controlabilidad implica que es posible, mediante entradas admisibles, dirigir los estados desde cualquier valor inicial a cualquier valor final dentro de un intervalo de tiempo. Aplicando el algoritmo de Silverman se obtienen los vectores q_i para $i = 0, 1, 2$, donde:

$$q_0 = B = [1/L_q \quad 0]^T$$

$$q_1 = Aq_0 = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\lambda_m}{L_q} \\ \frac{3P^2\lambda_m}{4J_m} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ L_q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q^2} \\ \frac{3P^2\lambda_m}{4J_m L_q} \end{bmatrix}$$

$$q_2 = Aq_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\lambda_m}{L_q} \\ \frac{3P^2\lambda_m}{4J_m} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q^2} \\ \frac{3P^2\lambda_m}{4J_m L_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_s^2}{L_q^3} - \frac{3P^2\lambda_m^2}{4J_m L_q^2} \\ -\frac{3P^2\lambda_m r_s}{4J_m L_q^2} \end{bmatrix}$$

La matriz Q toma la forma:

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{r_s}{L_q^2} \\ L_q & \frac{3P^2\lambda_m}{4J_m L_q} \\ 0 & -\frac{3P^2\lambda_m r_s}{4J_m L_q^2} \end{bmatrix}$$

La matriz Q^{-1} toma la forma:

$$Q^{-1} = \begin{bmatrix} L_q & \frac{4J_m r_s}{3\lambda_m P^2} \\ 0 & \frac{4J_m L_q}{3\lambda_m P^2} \end{bmatrix}$$

Se necesita calcular un vector \vec{a} de la forma:

$$\vec{a} = Q^{-1}q_2 = \begin{bmatrix} L_q & \frac{4J_m r_s}{3\lambda_m P^2} \\ 0 & \frac{4J_m L_q}{3\lambda_m P^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{r_s^2}{L_q^3} - \frac{3P^2\lambda_m^2}{4J_m L_q^2} \\ -\frac{3P^2\lambda_m r_s}{4J_m L_q^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{3P^2\lambda_m^2}{4J_m L_q} \\ -\frac{r_s}{L_q} \end{bmatrix}$$

A partir del vector \vec{a} se calcula la matriz \hat{Q}^{-1} como:

$$\hat{Q}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{r_s}{L_q} & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

La matriz inversa de transformación es definida como:

$$T^{-1} = Q\hat{Q}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & -\frac{r_s}{L_q^2} \\ 0 & \frac{3P^2\lambda_m}{4J_m L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{r_s}{L_q} & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_q} \\ \frac{3P^2\lambda_m}{4J_m L_q} & 0 \end{bmatrix}$$

Por lo tanto la matriz de transformación es:

$$T = \begin{bmatrix} 0 & \frac{4J_m L_q}{3P^2\lambda_m} \\ L_q & 0 \end{bmatrix}$$

La matriz del sistema de transformación es:

$$\tilde{A} = TAT^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{3P^2\lambda_m^2}{4J_m L_q} & -\frac{r_s}{L_q} \end{bmatrix}$$

Se observa que, al ser expresado de la forma canónica controlable el sistema admite, bajo cualquier condición inicial, ser llevado a una condición final deseada en un tiempo finito.

4.7.9. Sintonización ante una entrada tipo escalón para los estados i_q, ω_r

Se propone la sintonización del regulador para los estados i_q, ω_r mediante la fórmula de Ackermann, la cual proporciona un método de diseño de sistema de control para resolver el problema de asignación de polos. Partiendo de la estructura del sistema dada se obtiene el polinomio característico mediante:

$$\det(sI - A) = \det \begin{bmatrix} s + \frac{r_s}{L_q} & \frac{\lambda_m}{L_q} \\ -\frac{3P^2\lambda_m}{4J_m} & s \end{bmatrix} = s^2 + \frac{r_s}{L_q}s + \left(\frac{\lambda_m}{L_q}\right)\left(\frac{3P^2\lambda_m}{4J_m}\right)$$

Con el fin de medir la **estabilidad del sistema se procede a obtener las raíces del polinomio anterior, si estas son negativas, el comportamiento del sistema es inestable. Se busca ahora garantizar la estabilidad del sistema a partir del regulador en variables de estados.**

La fórmula de Ackermann permite encontrar una ecuación característica a partir de un polinomio deseado formulado a través de la dinámica deseada. En este caso para el valor de la velocidad angular deseada igual a $\omega_{rd} = 188.5 \text{ rad/s}$ y con una aproximación dinámica deseada de la forma:

$$\dot{\omega}_{rd} + c_{\omega_r} \omega_{rd} = b_1$$

Donde la forma de aproximación dinámica al valor final solicitado está condicionado por la ecuación:

$$\omega_{rd}(t) = \frac{b_1}{c_{\omega_r}} (1 - e^{-c_{\omega_r} t})$$

La estructura de interés para calcular el coeficiente de rapidez de respuesta está dada por:

$$\omega_{rd}(t) = -\frac{b_1}{c_{\omega_r}} e^{-c_{\omega_r} t}$$

El termino faltante implica la respuesta a la excitación escalón, la cual no interviene en el cálculo de la rapidez de la dinámica deseada. Para determinar los valores de los coeficientes se parte del criterio del valor deseado en amplitud cuando se está al 63.2% del mismo, lo cual implicará un tiempo de asentamiento:

$$t_l = \frac{1}{c_{\omega_r}} \quad \text{para } c_{\omega_r} \leq 0$$

A partir del tiempo de asentamiento deseado se obtiene la dinámica convergente al valor deseado de la velocidad angular. Se propone un tiempo de asentamiento de $t_l = 6.665e - 4$ segundos, lo que equivale a un coeficiente de $c_{\omega_r} = 1500.5$. De acuerdo a la dinámica característica de la corriente i_{qd} , definida en la ecuación (num) se observa que esta debe de tener la misma respuesta dinámica de la velocidad angular deseada, por lo tanto, su coeficiente de rapidez de respuesta es el mismo:

$$i_{qd} = \frac{2J_m}{1.5P^2\lambda_m} \left[c_{\omega_r} e^{-c_{\omega_r} t} - b_1 e^{-c_{\omega_r} t} + \frac{PT_l}{2J_m} - \beta \frac{b_1}{c_{\omega_r}} e^{-c_{\omega_r} t} \right]$$

$$i_{qd} = \frac{2J_m}{1.5P^2\lambda_m} \left[K_{i_q} e^{-c_{\omega_r} t} + \frac{PT_l}{2J_m} \right]$$

Donde:

$$K_{i_q} = c_{\omega_r} - b_1 - \beta \frac{b_1}{c_{\omega_r}}$$

Se tiene un sistema con la dinámica deseada, en estado libre, definido por la matriz tipo:

$$\begin{bmatrix} \omega_{rd} \\ i_{qd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{\omega_r} & 0 \\ 0 & c_{\omega_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{rd} \\ i_{qd} \end{bmatrix}$$

Lo cual implica un polinomio deseado de la forma:

$$\Delta_d(s) = \det \begin{bmatrix} s - c_{\omega_r} & 0 \\ 0 & s - c_{\omega_r} \end{bmatrix} = (s - c_{\omega_r})^2 = s^2 - 2c_{\omega_r}s + c_{\omega_r}^2$$

Las ganancias del sistema se calculan a partir de la fórmula de Ackerman, donde la matriz del sistema será sustituida en la forma del polinomio deseado de la forma:

$$[k_1 \quad k_2] = [0 \quad 1]C^{-1}\Delta_d(A)$$

De donde:

$$\begin{aligned} \Delta_d(A) &= A^2 - 2c_{\omega_r}A + c_{\omega_r}^2I \\ \Delta_d(A) &= \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\lambda_m^2}{L_q} \\ \frac{3P^2\lambda_m}{4J_m} & 0 \end{bmatrix} - 2c_{\omega_r} \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\lambda_m}{L_q} \\ \frac{3P^2\lambda_m}{4J_m} & 0 \end{bmatrix} + c_{\omega_r}^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \Delta_d(A) &= \begin{bmatrix} \frac{r_s^2}{L_q^2} - \frac{3\lambda_m^2P^2}{4J_mL_q} & \frac{\lambda_mr_s}{L_q^2} \\ \frac{3P^2\lambda_mr_s}{4J_mL_q} & -\frac{3\lambda_m^2P^2}{4J_mL_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2c_{\omega_r}r_s}{L_q} & \frac{2c_{\omega_r}\lambda_m}{L_q} \\ -\frac{6c_{\omega_r}P^2\lambda_m}{4J_m} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_{\omega_r}^2 & 0 \\ 0 & c_{\omega_r}^2 \end{bmatrix} \\ \Delta_d(s) &= \begin{bmatrix} \left(\frac{r_s^2}{L_q^2} - \frac{3\lambda_m^2P^2}{4J_mL_q} + \frac{2c_{\omega_r}r_s}{L_q} + c_{\omega_r}^2 \right) & \left(\frac{\lambda_mr_s}{L_q^2} + \frac{2c_{\omega_r}\lambda_m}{L_q} \right) \\ \left(\frac{3P^2\lambda_mr_s}{4J_mL_q} - \frac{6c_{\omega_r}P^2\lambda_m}{4J_m} \right) & \left(-\frac{3\lambda_m^2P^2}{4J_mL_q} + c_{\omega_r}^2 \right) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Para la matriz C^{-1} se tiene:

$$C^{-1} = [B \quad AB]^{-1} = \begin{bmatrix} L_q & \frac{4J_mr_s}{3\lambda_mP^2} \\ 0 & \frac{4J_mL_q}{3\lambda_mP^2} \end{bmatrix}$$

Lo cual implica:

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix}^T = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} L_q & \frac{4J_m r_s}{3\lambda_m P^2} \\ 0 & \frac{4J_m L_q}{3\lambda_m P^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left(\frac{r_s^2}{L_q^2} - \frac{3\lambda_m^2 P^2}{4J_m L_q} + \frac{2c_{\omega_r} r_s}{L_q} + c_{\omega_r}^2 \right) & \left(\frac{\lambda_m r_s}{L_q^2} + \frac{2c_{\omega_r} \lambda_m}{L_q} \right) \\ \left(\frac{3P^2 \lambda_m r_s}{4J_m L_q} - \frac{6c_{\omega_r} P^2 \lambda_m}{4J_m} \right) & \left(-\frac{3\lambda_m^2 P^2}{4J_m L_q} + c_{\omega_r}^2 \right) \end{bmatrix}$$

$$[k_1 \quad k_2] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{4J_m L_q}{3\lambda_m P^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left(\frac{r_s^2}{L_q^2} - \frac{3\lambda_m^2 P^2}{4J_m L_q} + \frac{2c_{\omega_r} r_s}{L_q} + c_{\omega_r}^2 \right) & \left(\frac{\lambda_m r_s}{L_q^2} + \frac{2c_{\omega_r} \lambda_m}{L_q} \right) \\ \left(\frac{3P^2 \lambda_m r_s}{4J_m L_q} - \frac{6c_{\omega_r} P^2 \lambda_m}{4J_m} \right) & \left(-\frac{3\lambda_m^2 P^2}{4J_m L_q} + c_{\omega_r}^2 \right) \end{bmatrix}$$

$$[k_1 \quad k_2] = \begin{bmatrix} (r_s - 2c_{\omega_r} L_q) & \left(-\lambda_m + \frac{4J_m L_q c_{\omega_r}^2}{3\lambda_m P^2} \right) \end{bmatrix}$$

4.7.10. Respuesta del sistema de regulación lineal aplicado al MSIP

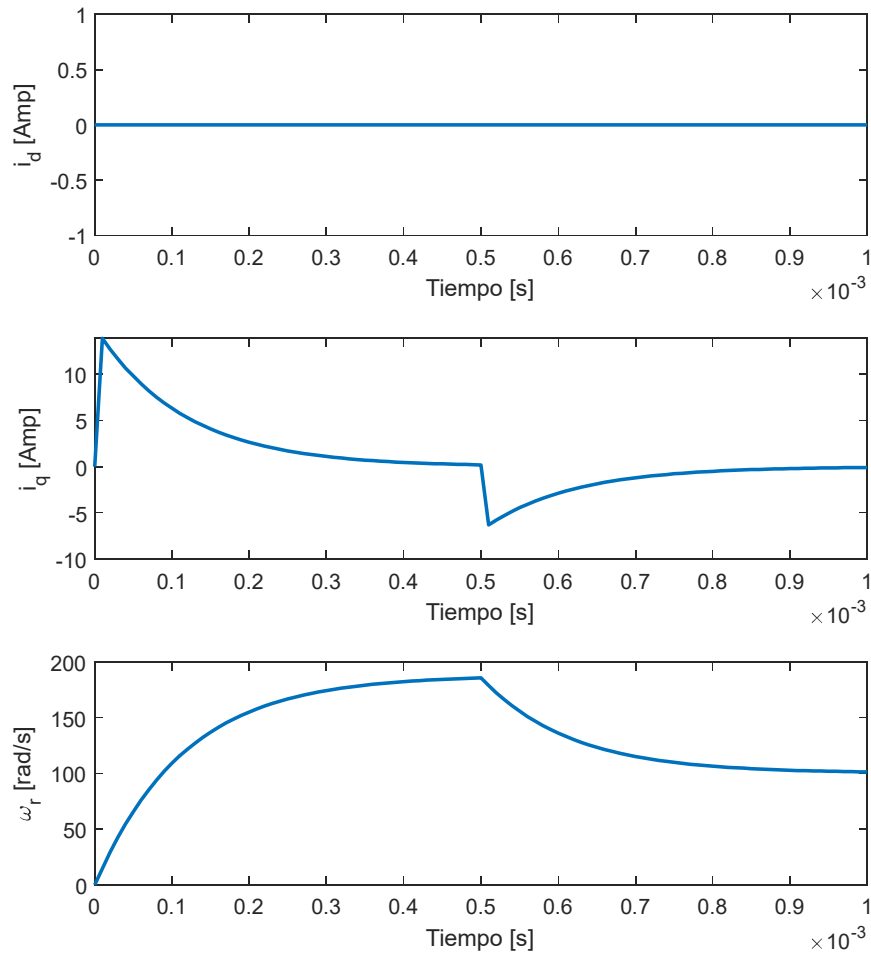


Fig. 4.18 Respuesta al control del sistema dinámico del MSIP

Con base en el desarrollo anterior se muestra el resultado del esquema de regulación para cada una de las variables de estado, sometido a la condición de variación en velocidad angular:

$$\omega_{rd} = \begin{cases} 188.5 & \text{para } 0 \leq t \leq 0.0005 \\ 100 & \text{para } t > 0.0005 \end{cases}$$

La figura 4.18 ilustra el comportamiento del regulador diseñado, donde se observa que cumple con los requerimientos solicitados en cuanto a regulación de la etapa de velocidad.

4.8. Conclusiones

En el presente capítulo se desarrolló la teoría de análisis dinámico del modelo del MSIP, con el cual se busca tener un punto de partida en cuanto a la estructura de comportamiento de los parámetros y variables del modelo del MSIP.

El desarrollo del análisis del modelo lineal sirve como punto de partida para determinar el comportamiento de referencia, así como la respuesta deseada derivada del mismo, de acuerdo a los parámetros del MSIP.

El análisis del modelo no lineal es utilizado para determinar el comportamiento del MSIP con base en un comportamiento más apegado a la realidad, bajo lo cual se realizara el proceso de regulación.

El proceso de regulación del MSIP basado en el modelo lineal es el punto de partida posterior para la regulación del modelo no lineal.

Se observa que con el análisis dinámico se tiene una visión de la estructura del comportamiento del MSIP por lo tanto es necesario hacer este análisis antes de llevar a cabo el proceso de sintonización.

4.9. Referencias

- [4.1] I. Munteanu, A. Bratcu, N. Cutululis, E. Ceanga, Optimal Control of Wind Energy Systems, Editorial Springer, London, Reino Unido, 2008.
- [4.2] A. Urtasun, P. Sanchis, I. San Martín, J. López, L. Marroyo, Modeling of small wind turbines based on PMSG with diode bridge for sensorless maximum power tracking, International Journal Renewable Energy, pp. 138-149, 2013.
- [4.3] S. Pawan, S. Waldemar, H. Bjarte, Dynamic stability study of an isolated wind-diesel hybrid power system with wind power generation using IG, PMIG and PMSG: A comparison. Journal Electrical Power and Energy Systems, pp. 857-866, 2013.

-
- [4.4] I. Kortabarria, J. Andreu, I. Martínez, J. Jiménez, J. Gárate, E. Robles, A novel adaptative maximum power point tracking algorithm for small wind turbines, *International Journal Renewable Energy*, Available online, pp. 785-796, 2014.
- [4.5] I. Boldea, *Synchronous Generators*, Editorial Taylor & Francis, NW, Estados Unidos, 2006.
- [4.6] E. Hau, *Wind Turbines Fundamentals, Technologies, Application, Economics*, Editorial Springer, Berlin, Alemania, 2006.
- [4.7] S. Mathew, *Wind Energy, Fundamentals, Resource Analysis and Economics*, Editorial Springer, Países Bajos, 2006.
- [4.8] G. M. Master, *Renewable and Efficient Electric Power Systems*, Ed. Wiley-Interscience, New Jersey, Estados Unidos, 2004.
- [4.9] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, Editorial Wiley Interscience, New Jersey, Estados Unidos, 2002.
- [4.10] A. Yazdani, R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems, Modeling, Control and Applications*, John Wiley & Sons, New Jersey, Estados Unidos, 2010.
- [4.11] W. Bin, L. Yongqiang, K. Samir, *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*, IEEE Press, New Jersey, Estados Unidos, 2011.
- [4.12] J. Martínez, A. Medina, A State Space Model for the Dynamic Operation Representation of Small-Scale Wind-Photovoltaic Hybrid Systems, *Renewable Energy*, Vol. 35, pp. 1159–1168, 2010.

5.1. Introducción

La teoría de control es necesaria para establecer la regulación del comportamiento del sistema dinámico del MSIP en un punto de operación nominal de diseño. Cuando los estados del sistema necesitan seguir cierta referencia con respecto al tiempo, el elemento definido como controlador manipula la entrada al sistema dinámico para obtener el efecto deseado en la salida del sistema mediante el proceso de realimentación.

Dadas las características dinámicas y el comportamiento del modelo no lineal del MSIP es necesario garantizar la operatividad del mismo en ciertos valores de referencia, comúnmente basados en la velocidad angular ω_r . Se observó que el parámetro de operación del motor es en un punto de equilibrio lejano al punto de equilibrio del sistema dinámico, bajo lo cual se espera que el modelo dinámico sea inestable, es necesario definir la estructura de un regulador para modificar la dinámica del sistema y volverla estable.

Los diversos métodos de regulación emplean el uso de ganancias y la naturaleza de esta determinan la robustez, estabilidad y tiempo de respuesta del regulador. Para definir las ganancias del regulador propuesto se utilizan técnicas de computación evolutiva

En el presente capítulo se establece toda la metodología para lograr el fin planteado de sintonización y estabilidad del modelo no lineal del MSIP a partir del análisis de referencia y regulación del modelo lineal planteado en el capítulo 4 y con uso de técnicas de sintonización basadas en computación evolutiva.

5.2. Propuesta de regulación basada en computación evolutiva

A partir de la teoría desarrollada en el capítulo 4 se propone ampliar la estructura de regulación del MSIP para la estructura no lineal, lo cual traerá ciertas ventajas de precisión en cuanto a que se incluyen efectos de variaciones en parámetros, no tomados en cuenta en el modelo lineal como es el caso de la presencia de desbalanceo a causa de grietas en el rotor, variación en inductancias, variación en resistencias como consecuencia del calentamiento en el bobinado así como el efecto de regulación en el punto de operación deseado que se encuentra alejado del punto de equilibrio de linealización.

Bajo los puntos anteriores se espera un comportamiento más apegado a la realidad, en el cual resulta mucho más complejo de sintonizar las ganancias del regulador, por lo tanto, se escoge para este fin la sintonización mediante computación evolutiva.

Los algoritmos evolutivos, y la computación evolutiva, son una rama de la inteligencia artificial. Utilizada principalmente en problemas con espacios de búsqueda extensos y no lineales, en donde otros métodos no son capaces de encontrar soluciones en un tiempo razonable, poseen diversos parámetros los cuales deben ser cuidadosamente elegidos para obtener un buen desempeño y evitar problemas tales como la Convergencia prematura.

En ellos se mantiene un conjunto de entidades que representan posibles soluciones, las cuales se mezclan, y compiten entre sí, de tal manera que las más aptas son capaces de prevalecer a lo largo del tiempo, evolucionando cada vez hacia mejores soluciones.

Estas técnicas de sintonización pueden ser consideradas recientes en el área de control bajo lo cual es importante describir su alcance mediante la implementación a sistemas en los cuales es muy complejo el análisis y la sintonización por métodos numéricos o analíticos [1.17].

En el diagrama mostrado en la figura 5.1 se ilustra a gran escala la clasificación de los algoritmos evolutivos e inteligencia de enjambres en las cuales se puede dividir las ramas de la computación evolutiva, del mismo modo se muestran los métodos bajo los cuales se efectúa la sintonización del control.

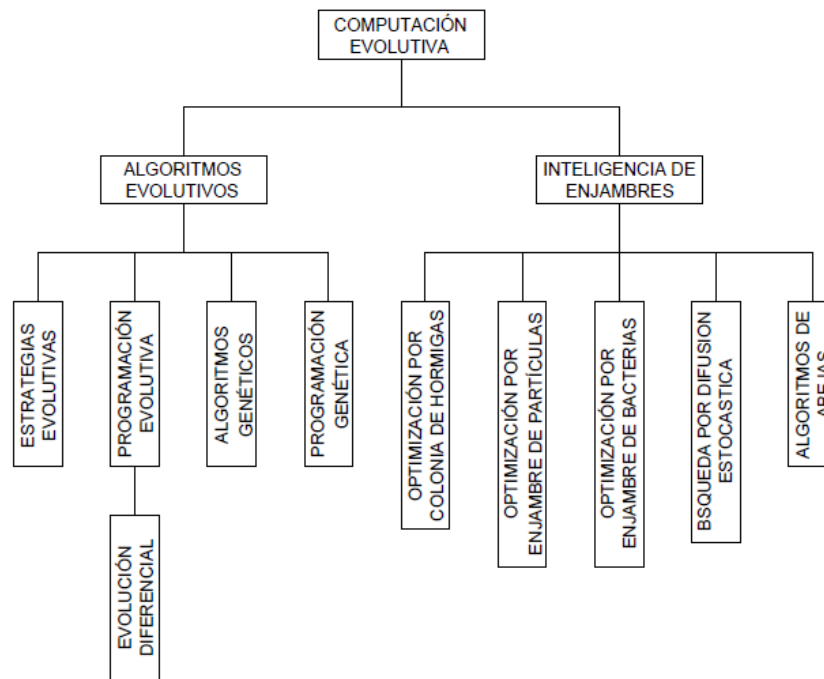


Fig. 5.1 Ramas de la computación evolutiva

La programación evolutiva nació en la década de 1960 y su creador fue Lawrence J. Fogel. Este desarrollo comenzó como un esfuerzo encaminado a crear inteligencia artificial basada en la evolución de máquinas de estado finitas basadas en postulados de evolución biológica. Las estrategias evolutivas fueron propuestas por Inge Rechenberg y Hans-Paul Schwefel en la década de 1970. Su principal objetivo era el de optimizar de parámetros. Durante los años 60 y 70, varias corrientes de investigación independientes comenzaron a formar lo que ahora se conoce como computación evolutiva:

1. Programación evolutiva

2. Estrategias Evolutivas
3. Algoritmos genético

5.2.1. Esquema de regulación no lineal del MSIP

Dentro de los esquemas que existen para lograr el objetivo de sintonizar las ganancias del sistema dinámico no lineal del MSIP, se utilizaran tres diferentes algoritmos, estos son:

1. Optimización por evolución diferencial
2. Optimización por enjambre de partículas
3. Algoritmos genéticos

El primer paso para lograr el objetivo de la sintonización mediante técnicas de computación evolutiva es el planteamiento del esquema de regulación propuesto. La figura 5.2 ilustra el esquema planteado para dicho proceso.

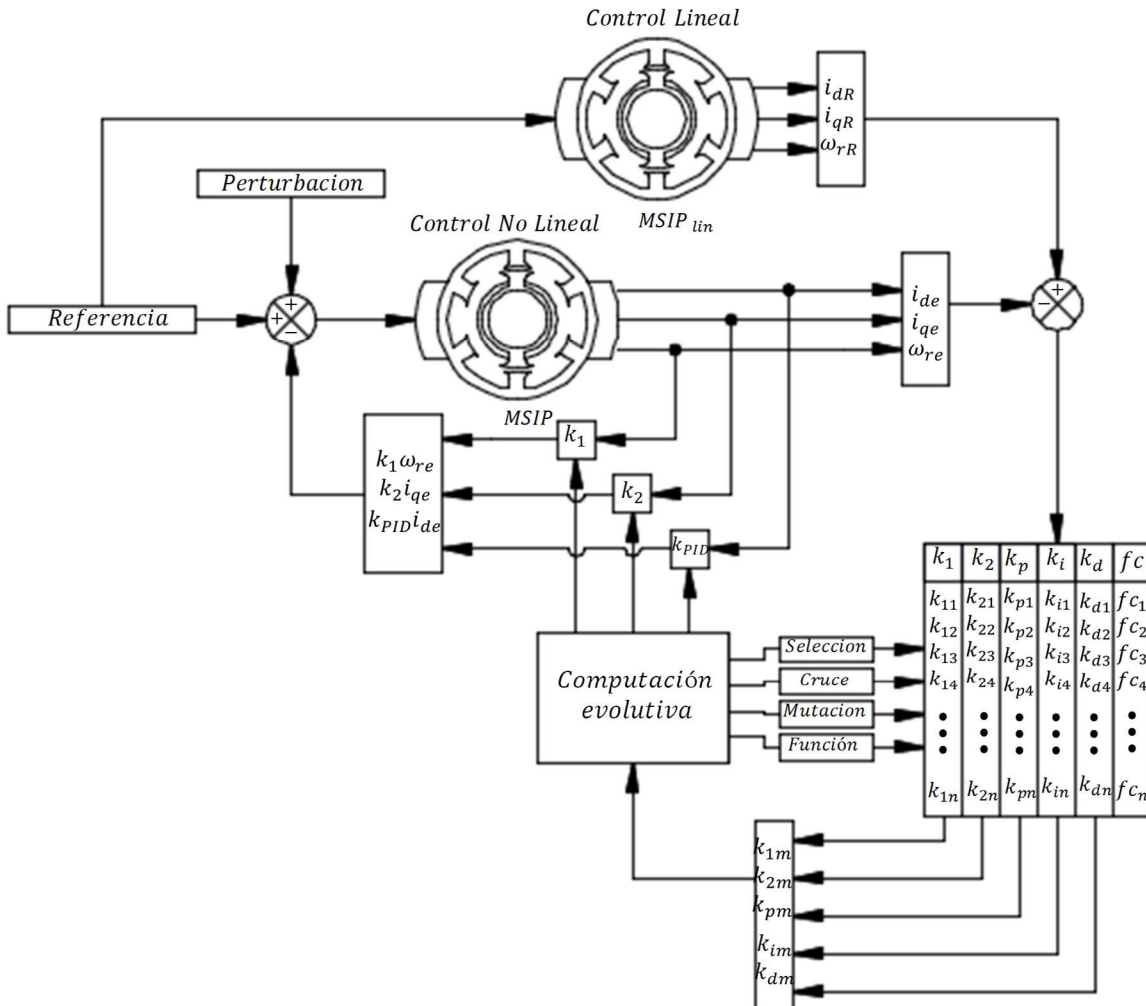


Fig. 5.2 Esquema de regulación basado en computación evolutiva del MSIP

Se observa que, partiendo de la comparación con el regulador lineal, el regulador no lineal hará una búsqueda y selección de ganancias, de acuerdo al método evolutivo solicitado, para posteriormente, aplicar las reglas del mismo y obtener el conjunto de ganancias que mejor ajusten a la solicitud pedida, la cual consiste en disminuir el error entre la respuesta dinámica del controlador lineal y la respuesta dinámica del controlador no lineal del modelo del MSIP de estudio.

5.2.2 Modelo de regulación del MSIP de estudio

Con base en el modelo planteado en el capítulo 3 se tiene el sistema con los parámetros completos de análisis que deberá ser sintonizado mediante computación evolutiva toma la estructura:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} [U_q - r_T i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \lambda_m]$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} [U_d - r_T i_d + \omega_r L_q i_q]$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{2J_m} [T_e - T_l - \beta \omega_r]$$

$$\frac{da}{dt} = c \Delta k^n \left[F_1 + F_2 \frac{d\omega_r}{dt} \right]$$

$$\frac{dT}{dt} = \frac{1}{c_r m_r} [Q_E - Q_S]$$

$$\frac{dQ_S}{dt} = h A_s (T - T_{enf})$$

Para los parámetros variables definidos como:

$$Q_E = (i_b^2 + i_q^2) r_T t$$

$$r_T = r_s [1 + \alpha (T - T_0)]$$

$$L_d = 1.125 \pi \mu_0 \left[\frac{T_{ph}}{P} \right]^2 \frac{DL}{C \lambda_r}$$

$$L_q = 1.125 \pi \mu_0 \left[\frac{T_{ph}}{P} \right]^2 \frac{DL}{\lambda_r}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) [\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_q i_d]$$

$$\Delta k = \frac{(T_e - T_l)D}{2J_a} \sqrt{\pi a}$$

$$J_a = \frac{\pi D^4}{32} - \frac{\pi d^2}{8} \left(\frac{d^2}{4} + D \right)$$

$$d = \left[\frac{1 + \cos(\theta_r)}{2} \right] a$$

$$P_1 = \left[\frac{D^4 - [c\Delta k^n \omega_r t^{F_\sigma} \ln(t)][4a^3 g^4 + 8D(ag^2)]}{D^4} \right]$$

$$P_2 = \left[\frac{\omega_r \ln(t) \text{sen}(\omega_r t)}{D^4} \right] \left[t^{F_\sigma+1} 2a^4 g^3 + 4t^{F_\sigma} D(a^2 g)t + \frac{t^{F_\sigma} D^4}{\omega_r \ln(t) \text{sen}(\omega_r t)} \right]$$

$$P_3 = \left[\frac{\omega_r F_\sigma t^{F_\sigma-1} D^4}{t^{F_\sigma} \ln(t) \omega_r^2 \text{sen}(\omega_r t)} + 2a^4 g^3 + 4a^2 Dg \right] \left[\frac{t^{F_\sigma} \ln(t) \omega_r^2 \text{sen}(\omega_r t)}{D^4} \right]$$

$$F_1 = \frac{P_2}{P_1}$$

$$F_2 = \frac{P_3}{P_1}$$

Con las acciones de regulación definidas como:

$$U_d = k_p \left[e_{i_d} + \frac{1}{k_i} \int e_{i_d} dt + k_d \frac{d}{dt} e_{i_d} \right]$$

$$U_q = -(k_1 i_q + k_2 \omega_r)$$

Con este modelo y los parámetros seleccionados en conjunto con la estructura de regulación definida en el sistema lineal del MSIP se inicia el proceso de búsqueda y sintonización del mismo.

5.3. Método de regulación mediante AG (Algoritmos Genéticos)

Las bases de los algoritmos genéticos (AG) fueron establecidas por John Holland en la universidad de Michigan en 1975 en su famoso libro “*adaptation in natural and artificial systems*”. Este tipo de algoritmos se caracteriza por el hecho de que el factor dominante para el propósito de la evolución es el cruce. La mutación solo es una forma de generar variedad en la población y presenta una baja probabilidad de ocurrencia [4.2].

El algoritmo tiene la característica de presentarse en forma binaria, bajo la cual se resuelven problemas relacionados con la teoría de optimización, difíciles bajo las técnicas tradicionales,

sin embargo posee la limitación de cuantificación, cuando se trata de resolver problemas; en donde los valores de las variables son continuas y se desea conocer a la precisión los valores de la variable; cada variable requiere muchos bits para ser representada.

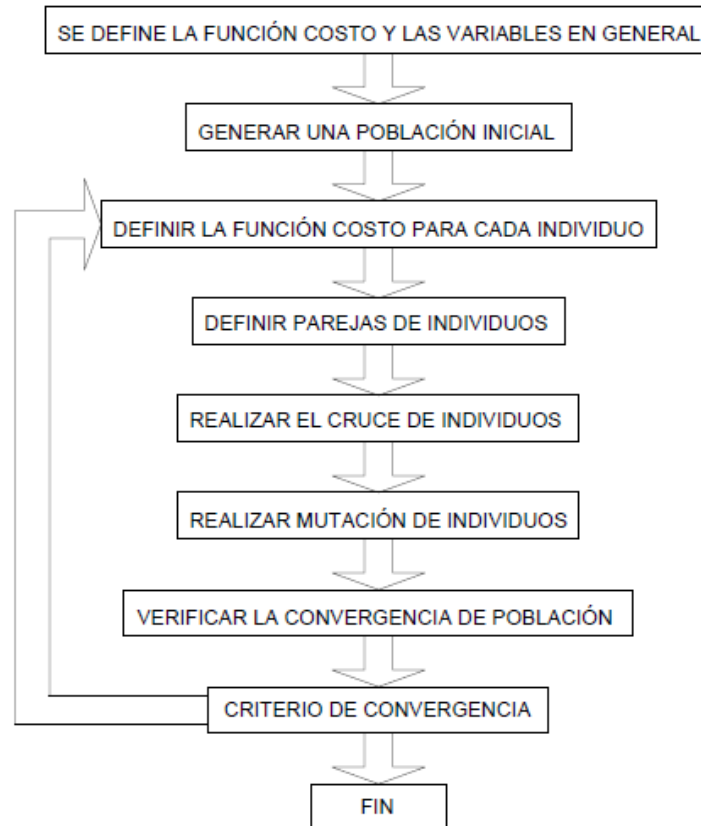


Fig. 5.3 Diagrama de flujo de la estructura del algoritmo genético continuo

El algoritmo genético continuo (GA) tiene la ventaja de requerir menos espacio de almacenamiento que el algoritmo genético binario porque un solo número flotante representa la variable en lugar de varios bits.

El algoritmo genético continuo es inherentemente más rápido que el binario, debido a que los cromosomas no tienen que ser decodificados antes de la evaluación de la función de costo. Por las razones expuestas anteriormente el algoritmo desarrollado en el presente trabajo será genético continuo (GA). La figura 5.3 ilustra la secuencia de pasos que se debe seguir para la construcción del algoritmo genético continuo aplicado al problema de sintonización del regulador del MSIP.

En cada generación, los cromosomas son evaluados usando alguna medida de aptitud. Las siguientes generaciones (nuevos cromosomas), son generadas aplicando los operadores genéticos repetidamente, siendo estos los operadores de selección, cruzamiento, mutación y reemplazo.

5.3.1. Población inicial

Generada aleatoriamente, constituida por un conjunto de cromosomas que representan las posibles soluciones del problema. En caso de no hacerlo aleatoriamente, es importante garantizar que dentro de la población inicial, se tenga la diversidad estructural de estas soluciones para tener una representación de la mayor parte de la población posible o al menos evitar la convergencia prematura. La población se representa por una matriz con cada fila de valores continuos de forma aleatoria y distribuida en un dominio previamente definido mediante el comando en Matlab:

$$pop = rand(Npop, Nvar)$$

5.3.2. Evaluación

A cada uno de los cromosomas de esta población se aplicará un criterio de evaluación denominado en la función objetivo para saber, en base a los valores obtenidos en la población, cuál es su respectivo comportamiento en el sistema.

5.3.3. Selección

El método selección decide, una vez evaluada la población, y por lo tanto asignada una calidad a cada cromosoma, cuáles de ellos van a producir nuevos descendientes. Se podrían utilizar múltiples estrategias para seleccionar aquellos individuos que van a procrear. El único criterio a tener en cuenta es que la selección ha de proporcionar una ventaja a aquellos que mejor se adaptan a los objetivos.

Cuando hay muchísima presión selectiva, los genes de los individuos mejor adaptados acaban dominando la población de forma muy temprana, o, dicho de otra manera, los genes correspondientes a individuos de baja calidad desaparecen de la población rápidamente. Se describen algunos métodos de selección utilizados en el proceso de algoritmos genéticos.

1. Selección por ruleta

Se emplea una selección proporcional a la calidad, el número de veces que un cromosoma es elegido para reproducción es igual a su calidad dividida entre la suma de calidad de toda la población. Esta selección permite que los mejores individuos sean elegidos con una mayor probabilidad, pero al mismo tiempo permite a los peores individuos ser elegidos, lo cual puede ayudar a mantener la diversidad de la población, en contraste con la selección por truncamiento.

Un problema de la selección de ruleta se presenta cuando existe una pequeña fracción de la población que posee una medida de desempeño excesivamente superior al resto. Lo cual provoca pérdida de diversidad y puede conducir a convergencia prematura.

2. Selección por truncamiento

En esta selección las soluciones candidatas son ordenadas según su función de desempeño, y una proporción p de los individuos con mejor desempeño es seleccionada y reproducida $1/p$ veces. Esta selección es menos sofisticada que la mayoría de los métodos de selección, y generalmente no es usada en la práctica.

3. Selección basada en categoría de desempeño

En esta selección los individuos se ordenan según su medida de desempeño y luego son asignados con una segunda medida de desempeño, inversamente proporcional a su posición en la medición (esto es, otorgando una mayor probabilidad a los mejores). Los valores de esta segunda asignación pueden ser lineales o exponenciales.

Finalmente, los individuos son seleccionados proporcionalmente a esta probabilidad. Este método disminuye el riesgo de convergencia prematura que se produce cuando se utiliza selección de ruleta en poblaciones con unos pocos individuos con medidas de desempeño muy superiores a las del resto.

4. Selección por torneo

El método consiste en la realización de “torneos” para obtener los individuos que se van a procrear. Un torneo no es más que una selección aleatoria de un número de individuos de la población y de entre ellos procrea el que tiene mayor calidad. Si estos torneos se realizan tantas veces como progenie se necesite, se obtiene una distribución de individuos proporcional a su calidad. Los beneficios de este tipo de selección son la velocidad de aplicación (dado que no es necesario evaluar ni comparar la totalidad de la población) y la capacidad de prevenir, en cierto grado, la convergencia prematura. La principal desventaja es la necesidad de establecer el parámetro correspondiente al tamaño del subconjunto.

5.3.4. Operación de cruce

Una vez seleccionados los progenitores se tiene que realizar el quinto paso en el esquema de la figura 3 esto es, combinar el material genético de los progenitores para producir un descendiente por medio del operador cruce. Existen diversas formas de realizar el cruce, una de ellas es seleccionar un punto de cruce en los cromosomas de dos individuos e intercambiar estos formando dos individuos descendientes con la mezcla de los cromosomas de los individuos padres.

5.3.5. Operación de mutación

El operador mutación cambia el contenido del material genético de un determinado cromosoma. En el caso de la decodificación binaria el único cambio posible es la inversión

del bit correspondiente, pero usando otra codificación diferente, como números reales, los posibles valores después de una mutación serán infinitos. Las mutaciones representan, por tanto, variaciones en el gen o genes de un cromosoma para así conseguir cromosomas cercanos a uno dado que muta, pero con la posibilidad de que dicha variación pueda incrementar de modo considerable la calidad del mismo.

5.4. Método de regulación mediante ED (Evolución Diferencial)

La metodología de optimización denominada evolución diferencial (DE) es un método de búsqueda y optimización cuya características incluyen la sencillez y rapidez de programación.

Desde su creación en 1995, DE se ha ganado una reputación como un optimizador mundial muy eficaz. Su récord de rendimiento fiable y robusto implica que cada individuo que trabaje con problemas de optimización deba de conocerlo. DE se originó con el algoritmo de recocido genético desarrollado por Kenneth Price y publicado en la edición de Dr. Dobb de octubre 1994, en la revista de un programador popular.

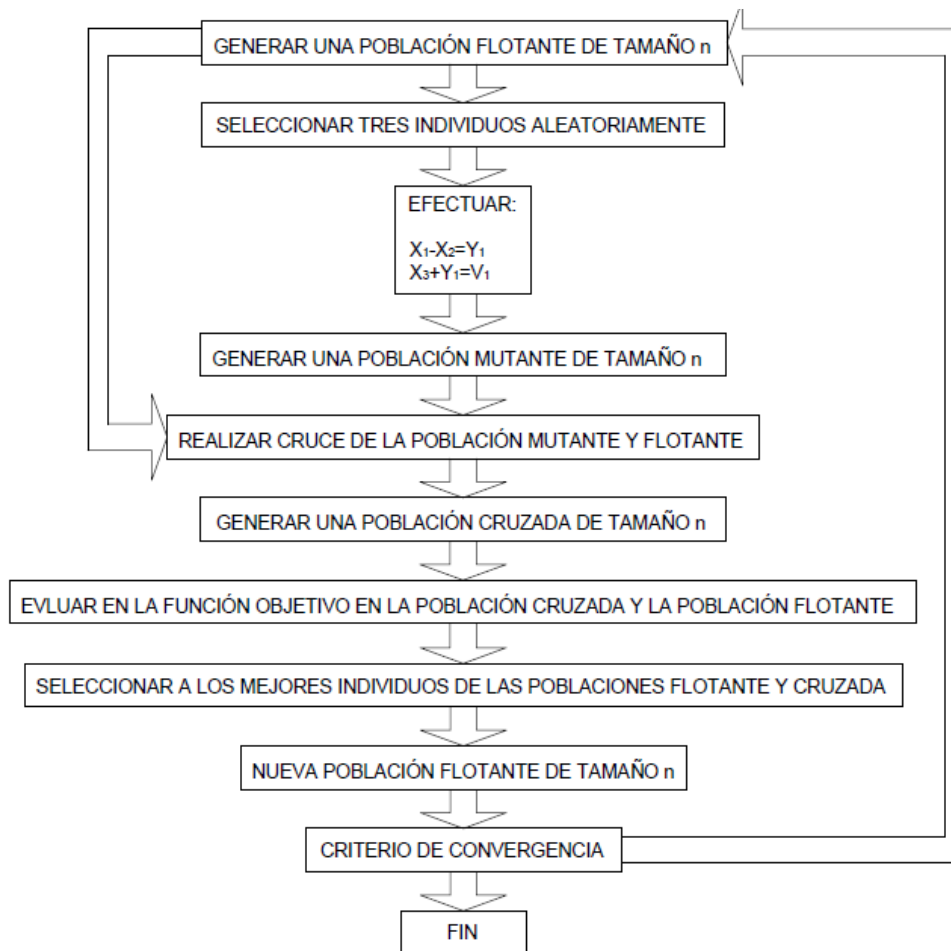


Fig. 5.4 Diagrama de flujo de la estructura del algoritmo evolución diferencial

La figura 5.4 ilustra el esquema a seguir para desarrollar el algoritmo de evolución diferencial utilizado en la presente sintonización de control retroalimentado. Se describen a continuación cada una de las etapas de interés en el desarrollo del algoritmo de evolución diferencial para aclarar el funcionamiento de este.

5.4.1. Población inicial

Antes de que la población se pueda inicializar, ambos límites, superior e inferior deben ser especificados. Estos valores pueden tomar diversas formas, entre otras pueden formarse en dos vectores de inicialización BL y Bu , para el que los subíndices L y U indican los límites inferior y superior, respectivamente.

Una vez que los límites de inicialización se han especificado, un generador de números aleatorios asigna a cada parámetro de cada vector un valor dentro del rango establecido. Una de las estructuras que puede tomar esta instrucción es:

$$x_i = \text{rand}(0,1)[BU_i - BL_i] + BL_i$$

El generador de números aleatorios, rand , devuelve una distribución uniformemente de número aleatorio desde dentro de la gama $(0,1)$, es decir, $0 \leq \text{rand}(0,1) < 1$. El subíndice j , indica que un nuevo valor aleatorio se genera para cada parámetro. Incluso si una variable es discreta o continua, debe ser inicializado con un valor real, ya que DE trata internamente todas las variables como valores de punto flotante, independientemente de su tipo.

5.4.2. Operación de mutación

Una vez inicializado, DE muta y recombina la población para producir una población de vectores de prueba. En particular, la mutación diferencial añade una escala de muestreo aleatorio, la cual genera un segundo vector. La ecuación siguiente muestra cómo combinar tres vectores diferentes, elegidos al azar de entre la población original creada para crear un vector mutante, v_{ig}

$$v_{ig} = x_{i,G} + F(x_{i,G} - x_{i+n,G})$$

El factor de escala, $F \in (0,1 +)$, es un número real positivo que controla la velocidad en la que la población evoluciona. Si bien no hay límite superior en F , a partir de los valores, rara vez es superior a 1.

5.4.3. Operación de cruce

El operador cruce construye vectores de prueba de valores de los parámetros que han sido copiados a partir de dos vectores diferentes. DE cruza cada vector con un vector mutante. La probabilidad de cruce, es un valor definido por el usuario que controla la fracción de los valores de los parámetros que se copian de los mutantes a designar la fuente que contribuye

un parámetro, el cruce uniforme compara a la salida de un generador de números aleatorios uniforme. Si el número aleatorio es menor o igual a algún valor preestablecido, el parámetro de ensayo se hereda de los mutantes v_{ig} ; de lo contrario, el parámetro se copia del vector, x . Además, el parámetro de ensayo con índice al azar elegido, se toma del mutante para asegurar que el vector de prueba no duplique al vector seleccionado de la población original.

5.4.4. Operación de selección

La selección de los individuos se realiza en comparación con los individuos de la población original y la población cruzada, si el individuo cruzado tiene un valor de la función objetivo igual o mayor al de su correspondiente elemento en la posición de la población original se sustituye al elemento de la población original por el de la población cruzada, de lo contrario, el elemento de la población original conserva su lugar en la población por lo menos un más generación más. La fórmula siguiente ilustra el proceso seguido por DE:

$$x_i = \begin{cases} u_i & \text{si } f(u_i) \geq f(x_i) \\ x_i & \text{en caso contrario} \end{cases}$$

Una vez que la nueva población está definida, el proceso de mutación, recombinación y selección se repite hasta que el óptimo es encontrado, o un bajo algún criterio predefinido de terminación se cumple, por ejemplo, el número de generaciones alcanza un máximo preestablecido, o un error menor a algún valor es alcanzado, etc.

5.5. Método de regulación mediante PSO (Optimización por Enjambre de Partículas)

La Inteligencia de enjambres, corresponde a un grupo de técnicas basadas en el estudio del comportamiento colectivo en sistemas auto organizados y descentralizados (distribuidos). Estos sistemas están conformados típicamente por una población de agentes computacionales simples capaces de percibir y modificar su ambiente de manera local. Tal capacidad hace posible la comunicación entre los individuos, que detectan los cambios en el ambiente generado por el comportamiento de sus semejantes. Aunque normalmente no hay una estructura centralizada de control que dictamina cómo los agentes deben comportarse, las interacciones locales entre los agentes usualmente llevan a la emergencia de un comportamiento global [4.4].

La optimización por enjambre de partículas (PSO), desarrollada por Kennedy y Eberhart (1995), es un método de optimización para funciones no lineales en espacios continuos y discretos, basado en la simulación de un modelo social simple del desplazamiento de cardúmenes y bandadas. En un sistema PSO, la búsqueda se realiza utilizando una población de partículas que corresponden a los individuos, cada uno de los cuales representa una solución candidata al problema. Las partículas cambian su estado al “volar” a través del espacio de búsqueda hasta que se ha encontrado un estado relativamente estable. Un sistema

PSO combina un modelo “únicamente social”, el cual sugiere que los individuos ignoran su propia experiencia y ajustan su conocimiento de acuerdo a las creencias exitosas de los individuos en la vecindad; y un modelo “únicamente cognitivo”, el cual trata a los individuos como seres aislados. Una partícula cambia de posición utilizando estos dos modelos.

Dentro de PSO, la i -ésima partícula es tratada como un punto dentro de un espacio N -dimensional, representada por $X_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iN})$. La mejor posición encontrada por la partícula anteriormente, o sea aquella donde se obtuvo el mejor valor en la función de costo, es representada como $p_i = (p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{iN})$. La mejor posición encontrada por el total de la población es representada por el símbolo g . La tasa de cambio de posición (velocidad) para una partícula i es representada como $v_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iN})$.

La primera ecuación mostrada a continuación es utilizada para calcular la nueva velocidad de la partícula de acuerdo a su velocidad anterior y las distancias de su posición actual a su mejor posición y la mejor posición dentro del grupo. Luego la partícula se desplaza hacia una nueva posición de acuerdo a la segunda ecuación mostrada.

$$v_{in}(t + 1) = wv_{in}(t) + c_1R_1[p_{in} - x_{in}(t)] + c_2R_2[p_{gn} - x_{in}(t)]$$

$$x_{in}(t + 1) = x_{in}(t) + v_{in}(t + 1)$$

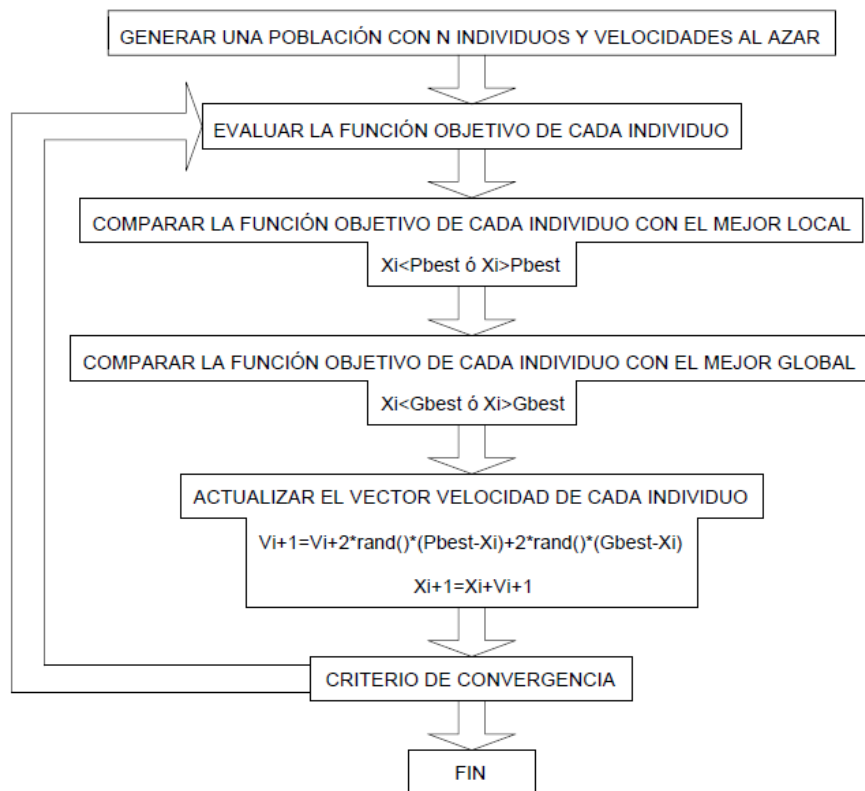


Fig. 5.5 Diagrama de flujo de la estructura del algoritmo PSO

El diagrama de flujo ilustrado en la figura 5.5 muestra el comportamiento que toma el algoritmo por enjambre de partículas desarrollado. El algoritmo por enjambre de partículas junto con la población generada debe de cumplir con ciertas cualidades en general:

1. Proximidad: Capacidad para realizar cálculos de tiempo y espacio.
2. Calidad: Capacidad para responder a los factores de calidad ambiental.
3. Respuesta: Habilidad para producir una pluralidad de respuestas diferentes.
4. Estabilidad: Capacidad para mantener comportamientos robustos ante cambios ambientales leves.
5. Adaptabilidad: Posibilidad de cambiar el comportamiento cuando está dictada por factores externos.

El peso inercial w , formulado por Shi y Eberhart (1998), es utilizado para controlar el impacto de las velocidades previas en la velocidad actual, influenciando el cambio entre las habilidades de exploración global (rango amplio) o local (rango corto) de las partículas. Un peso inercial mayor facilita la exploración global para buscar nuevas áreas, mientras que un peso inercial menor tiende a facilitar exploración local para sintonizar finamente el área de búsqueda actual.

Una correcta selección del peso inercial puede proveer un balance entre las habilidades de búsqueda local y global, por lo tanto requiere menores iteraciones para encontrar el punto óptimo.

5.6. Análisis de sensibilidad aplicado a las ganancias

Dadas las características dinámicas del MSIP, es importante acotar el intervalo de búsqueda de ganancias involucradas en el sistema, con lo cual se busca evitar puntos cíclicos o caóticos del sistema dinámico, los cuales elevan la complejidad computacional de la solución del sistema.

Para determinar el comportamiento de las ganancias se realiza un análisis de sensibilidad de la dinámica del sistema del MSIP cuando se presentan variaciones en cada una de las ganancias involucradas, definidas como los parámetros:

$$k_j = [k_1, k_2, k_i, k_p, k_d]$$

Planteándose la función costo energético, para el periodo temporal de evaluación, como el área bajo la curva de la energía total del sistema:

$$G = \int E_T dt$$

En forma diferencial puede definirse la rapidez de cambio de la función costo, en el intervalo de tiempo de análisis como:

$$\frac{dG}{dt} = E_T$$

El sistema dinámico que determina el comportamiento de la sensibilidad de las ganancias del sistema del MSIP toma la estructura:

$$\begin{aligned}\frac{di_d}{dt} &= \frac{V_d}{L_d} - \frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{V_q}{L_q} - \frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{P}{2J_m} \left\{ P \left[\frac{3}{2} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3}{2} \lambda_m i_q \right] - T_l \right\} \\ \frac{dE_T}{dt} &= T_e \omega_r + \frac{d}{dt} \left\{ \left[\frac{i_d}{L_d} \left(\frac{di_d}{dt} \right) + \frac{i_q}{L_q} \left(\frac{di_q}{dt} \right) + \frac{P \omega_r}{2J} \left(\frac{d\omega_r}{dt} \right) \right] \right\} \\ \frac{dG}{dt} &= \int T_e \omega_r dt + \frac{1}{2} \left[\frac{i_d^2}{L_d} + \frac{i_q^2}{L_q} + \frac{P}{2J_m} \omega_r^2 \right]\end{aligned}$$

A partir de este sistema se obtiene el comportamiento de la función costo para el intervalo de tiempo definido. De donde, la sensibilidad del sistema, para cada parámetro de interés se define como:

$$S_j = \frac{dG}{dk_j}$$

5.6.1. Dominios de definición de búsqueda

Las Figuras 5.6 a 5.10 muestran el comportamiento de la función costo propuesta en el análisis de sensibilidad para cada una de las ganancias involucradas.

Para la ganancia k_1 se observa que para valores menores a 200 la sensibilidad del sistema dinámico aumenta exponencialmente, el consumo energético hace lo mismo y la inestabilidad numérica del algoritmo crece exponencialmente, lográndose con ello la no convergencia de la solución del modelo matemático, por lo tanto, deben evitarse esos valores.

Para la ganancia k_2 se observa un comportamiento cóncavo en el intervalo de valores cercanos a 120, donde se localiza el punto mínimo de sensibilidad, el consumo energético

será menor y el tiempo de cómputo del algoritmo menor, por lo tanto, se debe escoger un intervalo cercano a ese valor de sensibilidad.

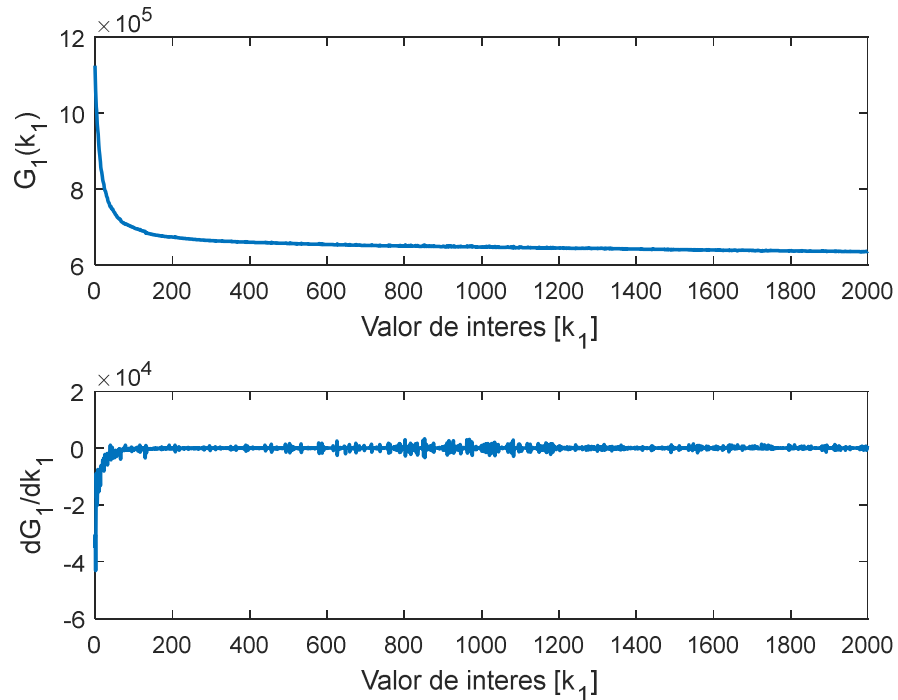


Fig. 5.6 Tasa de energía (superior) y variación de energía (inferior) para la ganancia k_1

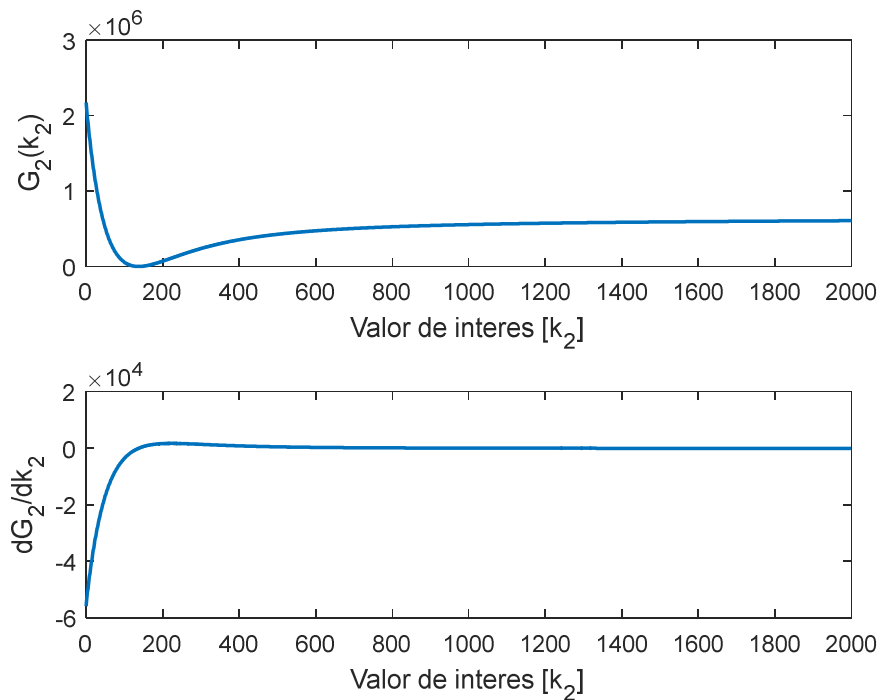


Fig. 5.7 Tasa de energía (superior) y variación de energía (inferior) para la ganancia k_2

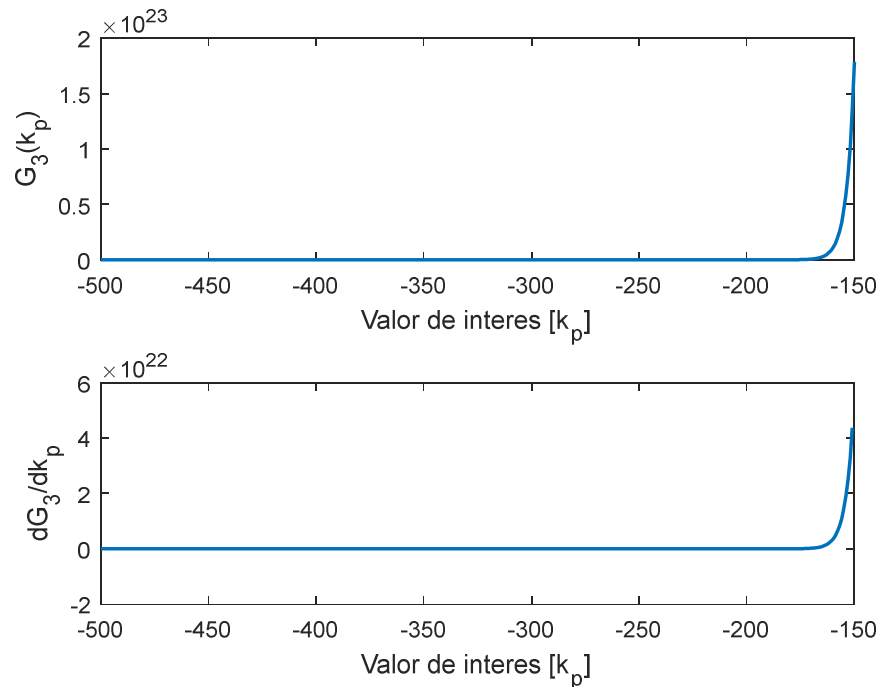


Fig. 5.8 Tasa de energía (superior) y variación de energía (inferior) para la ganancia k_p

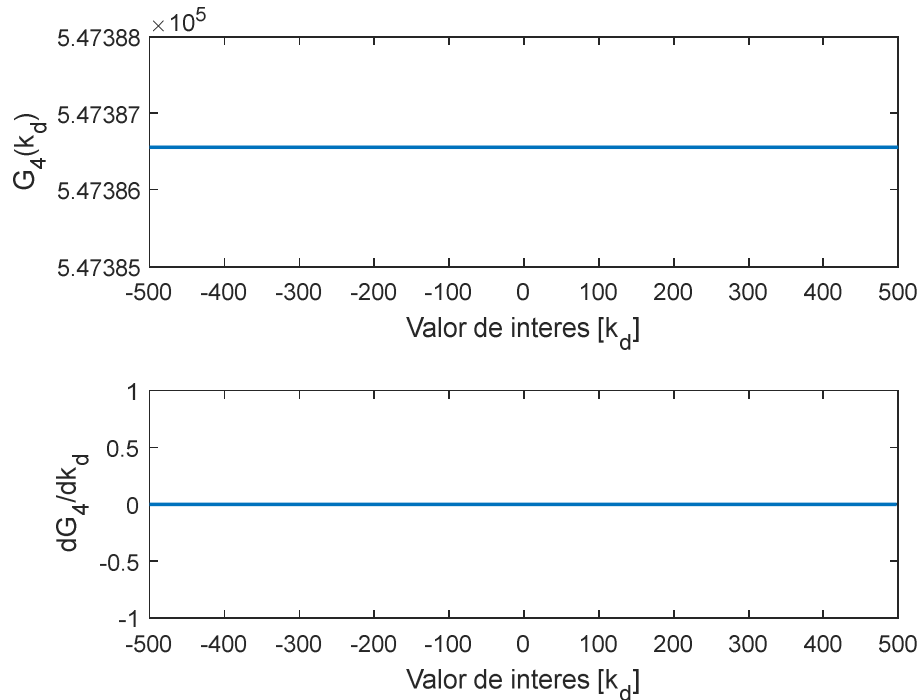


Fig. 5.9 Tasa de energía (superior) y variación de energía (inferior) para la ganancia k_d

Se observa que dentro de las variaciones más representativas de consumo de energía se tiene la ganancia k_p , la cual es muy sensible a valores superiores a -185, donde la sensibilidad se refleja en el consumo energético, el cual aumenta exponencialmente, bajo este comportamiento se esperará que el tiempo de computo se comporte de la misma forma,

aumentando la inestabilidad numérica del algoritmo, por lo tanto se deben de evitar estos valores.

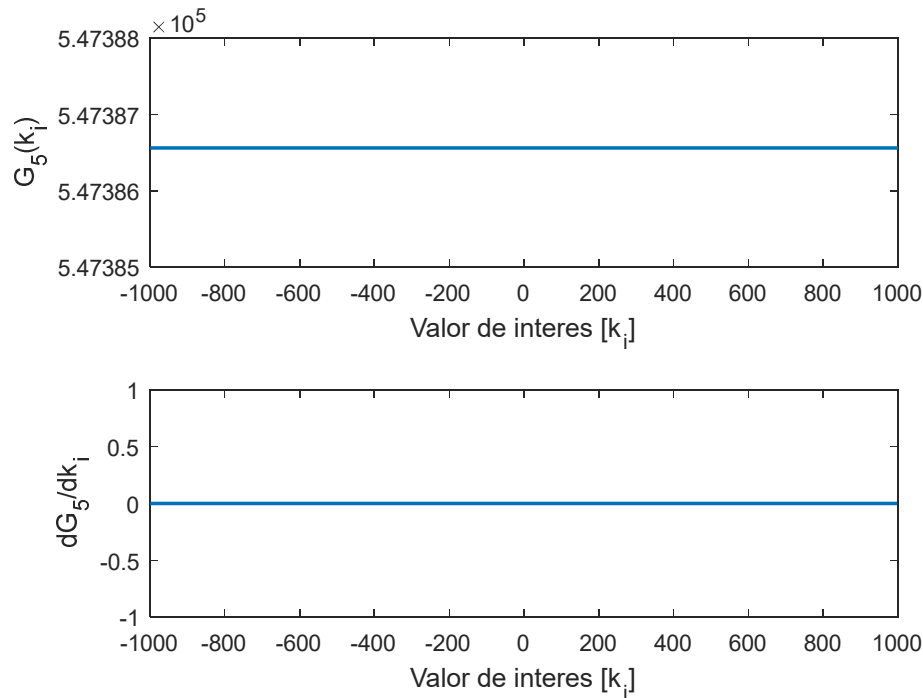


Fig.5.10 Tasa de energía (superior) y variación de energía (inferior) para la ganancia k_i

Para las ganancias K_i , K_d el comportamiento de la sensibilidad de variación de ganancias es indiferente, por lo tanto, cualquier intervalo que se escoja como búsqueda no afectará al tiempo de consumo de recursos computacionales.

Del análisis de sensibilidad anterior se eligen intervalos de búsqueda de ganancias cercanas a trayectorias que minimizan el consumo energético planteado, el cual es definido por:

$$\begin{aligned} k_1 &= [1000, 2000] \\ k_2 &= [150, 500] \\ k_p &= [-1200, -550] \\ k_i &= [-10, 10] \\ k_d &= [-10, 10] \end{aligned}$$

5.7. Resultados de búsqueda mediante algoritmos evolutivos

En el presente apartado se muestran los resultados de efectuar los algoritmos de regulación del control para el modelo del MSIP basado en los criterios planteados con anterioridad, donde el esquema de búsqueda, evaluación, comparación y sintonización es definido a partir de los parámetros de cada algoritmo.

5.7.1. Análisis de sintonización basado en AG

En las figuras 5.11 a 5.13 se muestra cada una de las evoluciones donde está graficando el comportamiento de todos los individuos del sistema, algunos de los cuales tienen propiedades de controlar el sistema.

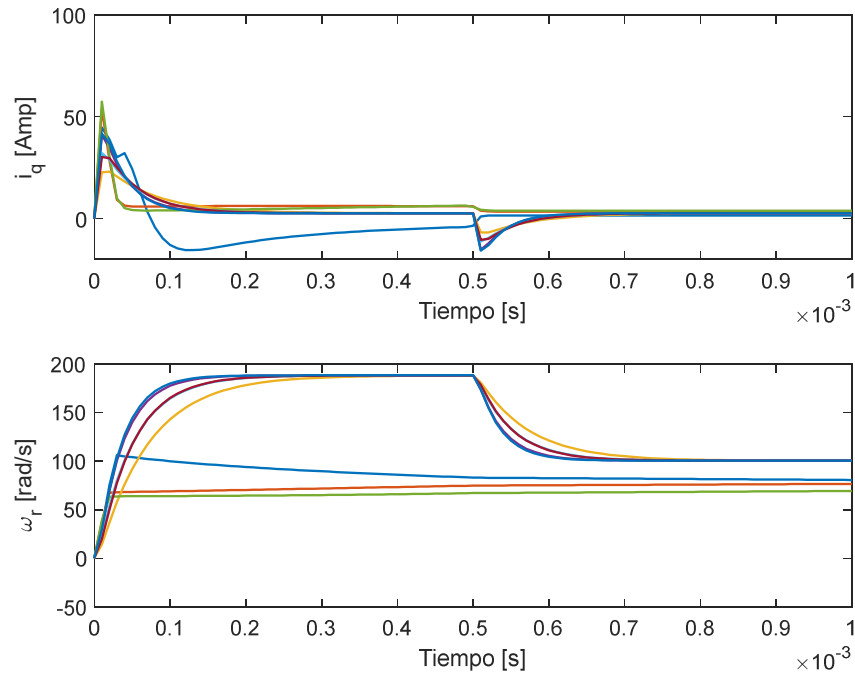


Fig. 5.11 Corriente i_q . Velocidad angular ω_r : Búsqueda de sintonización mediante AG

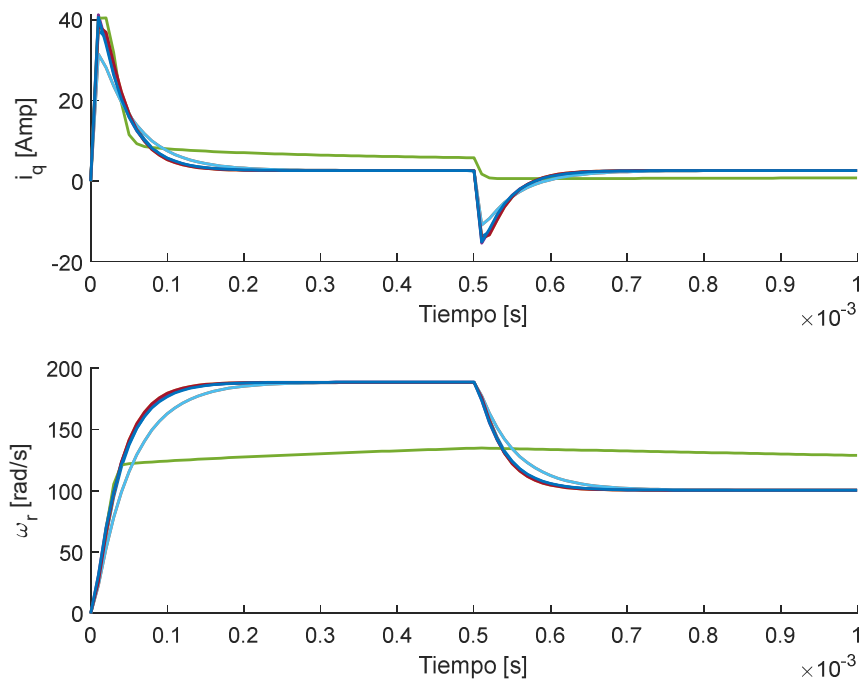


Fig. 5.12 Corriente i_q . Velocidad angular ω_r : Mejores resultados mediante AG

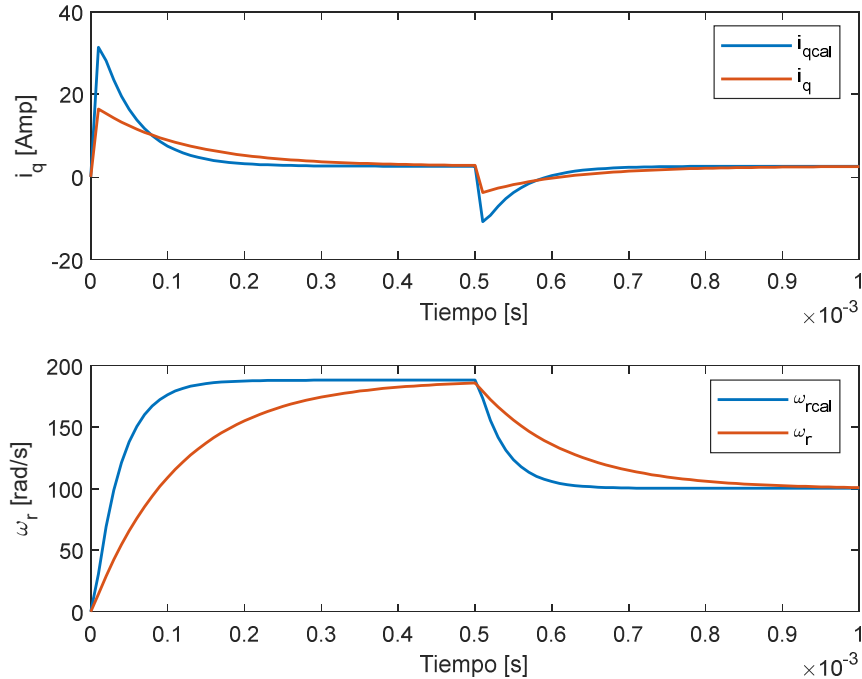


Fig. 5.13 Corriente i_q . Velocidad angular ω_r : Mejor iteración mediante AG

El apéndice A.1 describe el funcionamiento del algoritmo planteado. Los parámetros definidos de entrada al mismo son:

$$\begin{aligned}
 \text{No. de individuos} &= 8 \\
 \text{No. de ganancias} &= 5 \\
 \text{No. evoluciones} &= 3 \\
 \text{Porcentaje de mutacion} &= 10 \% \\
 \text{Tiempo final} &= 0.03 \text{ s}
 \end{aligned}$$

Con base a estos parámetros el algoritmo genético empieza a realizar iteraciones entre los individuos buscando valores óptimos que logren sintonizar el comportamiento del mismo. Las mejores ganancias para el algoritmo genético fueron:

$$\begin{aligned}
 k_1 &= 1837.4 \\
 k_2 &= 363.4 \\
 k_p &= -795.1 \\
 k_i &= 3.6 \\
 k_d &= 8.9
 \end{aligned}$$

5.7.2. Análisis de sintonización basado en ED

Se procede a desarrollar el control retroalimentado por medio del algoritmo de evolución diferencial basado en el diagrama de flujo y criterios definidos para este algoritmo.

La gráfica del sistema controlado mediante estas ganancias es mostrada en la figura 5.12 y las iteraciones del algoritmo, hasta lograr el proceso de sintonización son mostradas en las figuras 5.14 a 5.16, donde se observa que algunas familias de ganancias no logran sintonizar el regulador de velocidad.

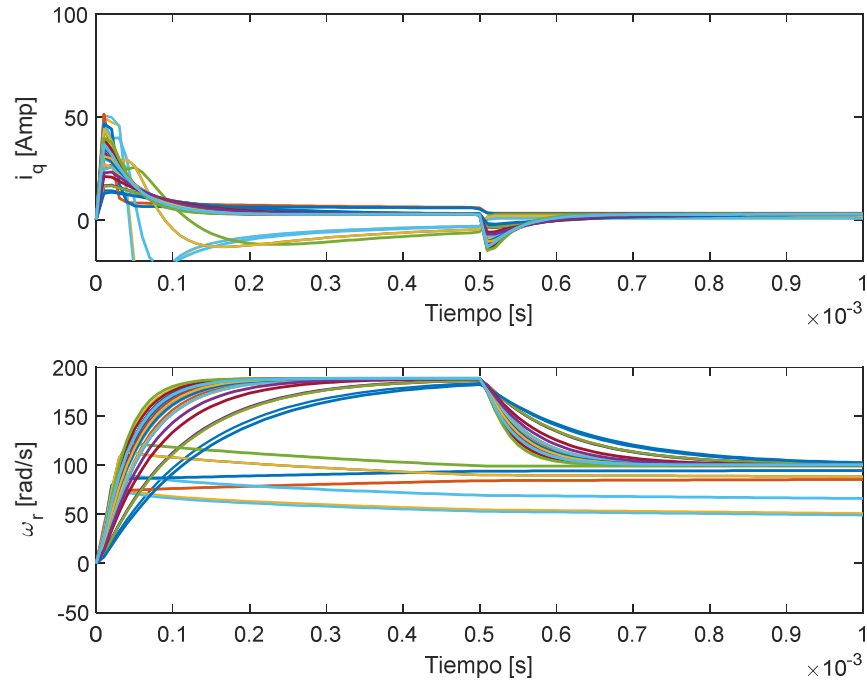


Fig. 5.14 Corriente i_q . Velocidad angular ω_r : Búsqueda de sintonización mediante ED

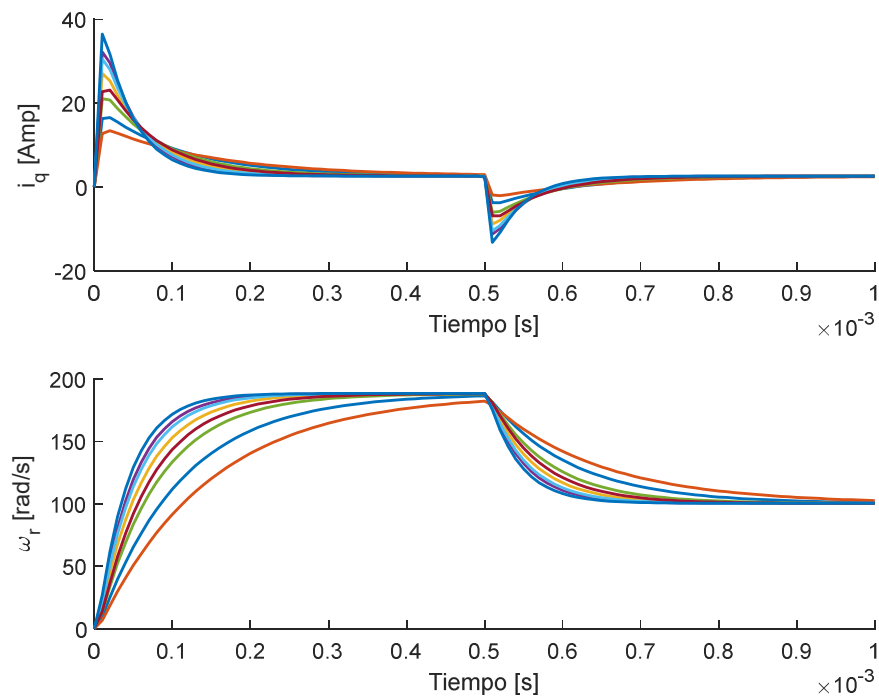


Fig. 5.15 Corriente i_q . Velocidad angular ω_r : Mejores resultados mediante ED

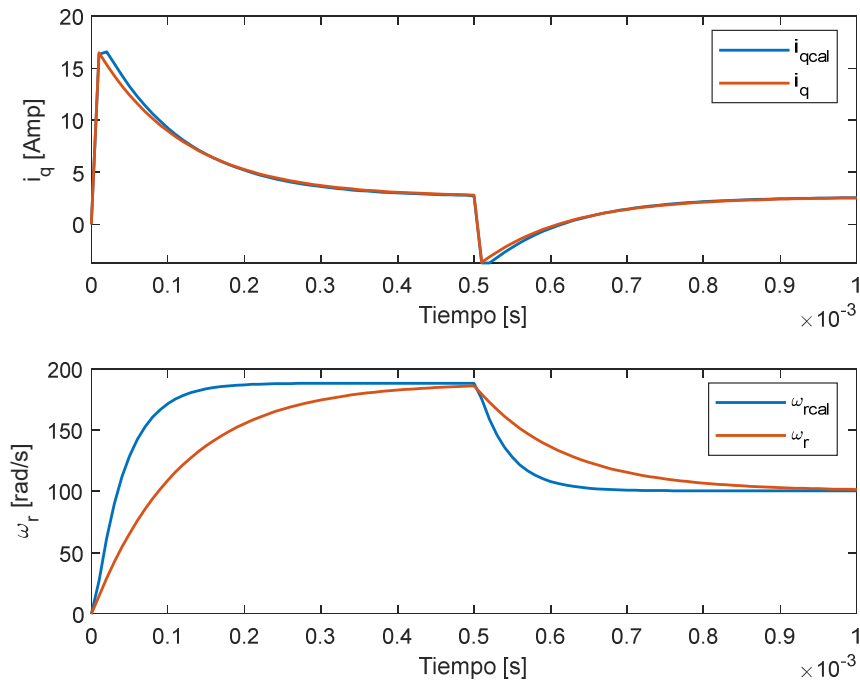


Fig. 5.16 Corriente i_q . Velocidad angular ω_r : Mejor iteración mediante ED

Se plantean los parámetros de prueba del mismo mostrados en el anexo **A.19** como:

$$\begin{aligned}
 \text{No. de individuos} &= 300 \\
 \text{No. de ganancias} &= 4 \\
 \text{No. evoluciones} &= 20 \\
 \text{Tiempo final} &= 3 \text{ s} \\
 \text{Longitud de intervalo} &= 0.1 \\
 \text{Tasa de mutacion} &= 7\%
 \end{aligned}$$

Las ganancias que, en esta simulación lograron controlar al sistema dinámico son:

$$\begin{aligned}
 k_1 &= -0.7389 \\
 k_2 &= 3.32320 \\
 k_3 &= -0.1540 \\
 k_4 &= 0.29300
 \end{aligned}$$

5.7.3. Análisis de sintonización basado en PSO

El siguiente algoritmo a desarrollar corresponde a la optimización por enjambre de partículas cuyo algoritmo de sintonización es presentado en el anexo **A-10**, con base a los parámetros definidos a continuación se muestran las iteraciones para localizar las ganancias.

$$\begin{aligned}
 \text{No. de individuos} &= 300 \\
 \text{No. de ganancias} &= 4
 \end{aligned}$$

No. evoluciones = 20
Porcentaje de mutacion = 7%
Tiempo final = 3 s
Ancho de intervalo = 0.1
Tasa de mutacion = 7%

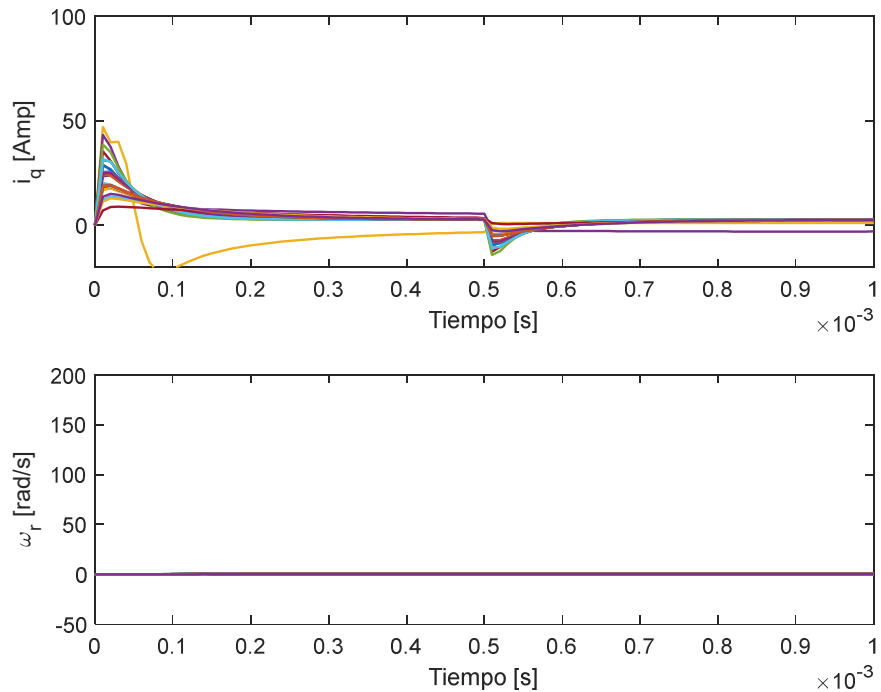


Fig. 5.17 Corriente i_q . Velocidad angular ω_r : Búsqueda de sintonización mediante PSO

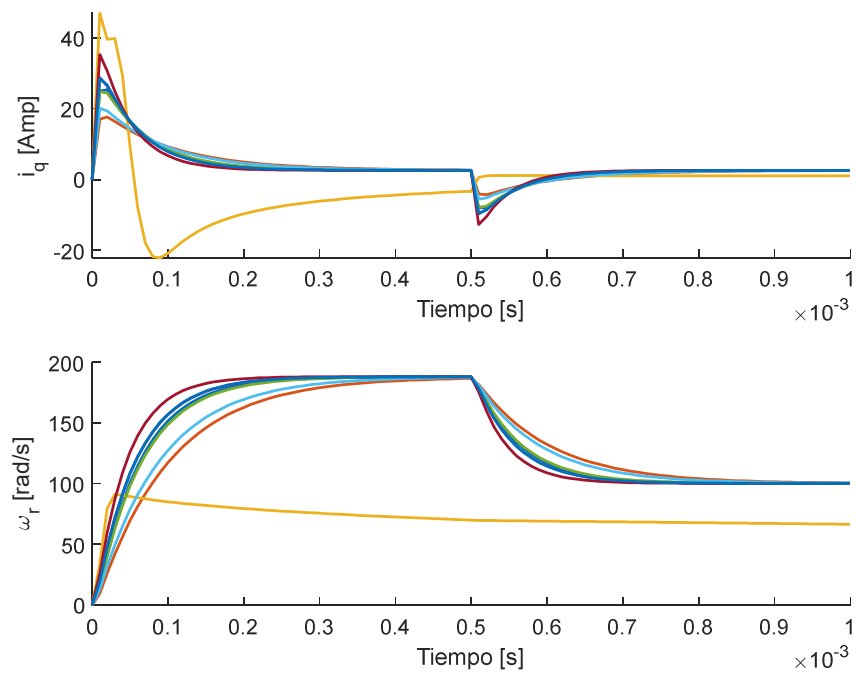


Fig. 5.18 Corriente i_q . Velocidad angular ω_r : Mejores resultados mediante PSO

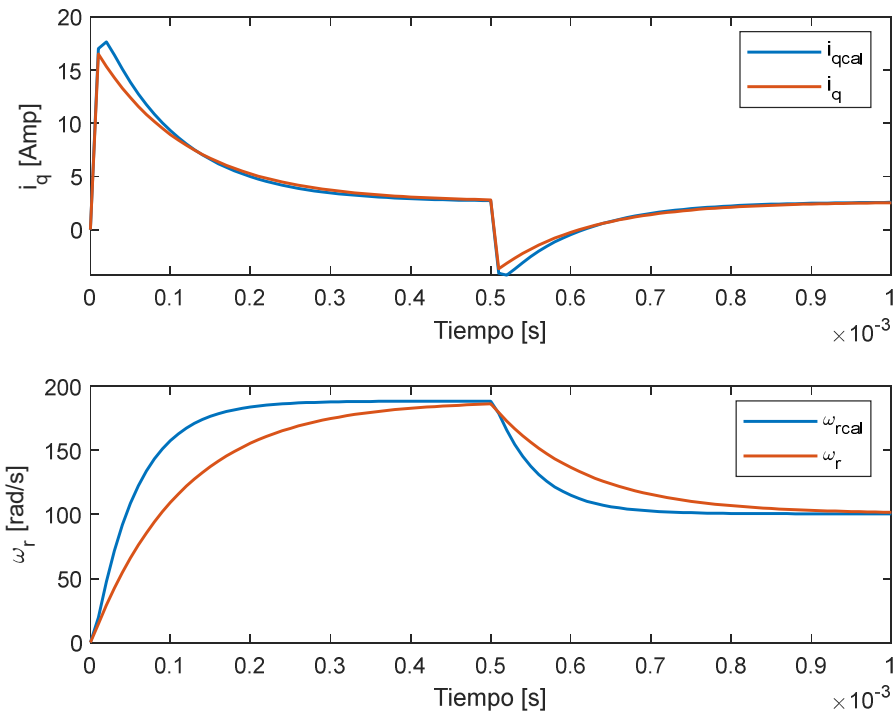


Fig. 5.19 Corriente i_q . Velocidad angular ω_r : Mejor iteración mediante PSO

Las iteraciones bajo las condiciones anteriormente expuestas son ilustradas en las figuras 5.17 y 5.18. La figura 5.19 ilustra el comportamiento de las ganancias óptimas obtenidas a partir de las iteraciones mostradas en la presente simulación. Las soluciones óptimas obtenidas después del proceso de iteración de la presente simulación son:

$$\begin{aligned} k_1 &= -0.7671 \\ k_2 &= 2.67780 \\ k_3 &= -0.0870 \\ k_4 &= 0.25850 \end{aligned}$$

Se puede observar con base a cada uno de los métodos de sintonización planteados, que se logró el objetivo de controlar el MSIP con un margen de error mínimo e incluso un comportamiento de mejor desempeño que el calculado para el modelo lineal.

5.7.4. Análisis de robustez del espacio de búsqueda

Hasta este punto se ha observado que el conjunto de algoritmos de estudio logran resolver perfectamente el problema de sintonización del regulador de velocidad para el MSIP.

Estos resultados en el procesos de sintonización son debido a la correcta acotación de los espacios de búsqueda de las ganancias para el regulador en cuestión mediante el proceso de análisis de sensibilidad de energía.

Se observa ahora el resultado de la búsqueda de ganancias en espacios fuera del intervalo seleccionado, bajo lo cual se encuentra que muchas veces el problema no logra converger en una solución posible, entrando en un ciclo infinito de tiempo de solución o arrojando resultados fuera de sintonización como los ilustrados en el proceso ilustrado en la figura 5.20 donde el método de sintonización seleccionado fue el de algoritmo genético en el intervalo de búsqueda:

$$\begin{aligned}k_1 &= [0, 2000] \\k_2 &= [0, 500] \\k_p &= [-800, 0] \\k_i &= [-10, 10] \\k_d &= [-10, 10]\end{aligned}$$

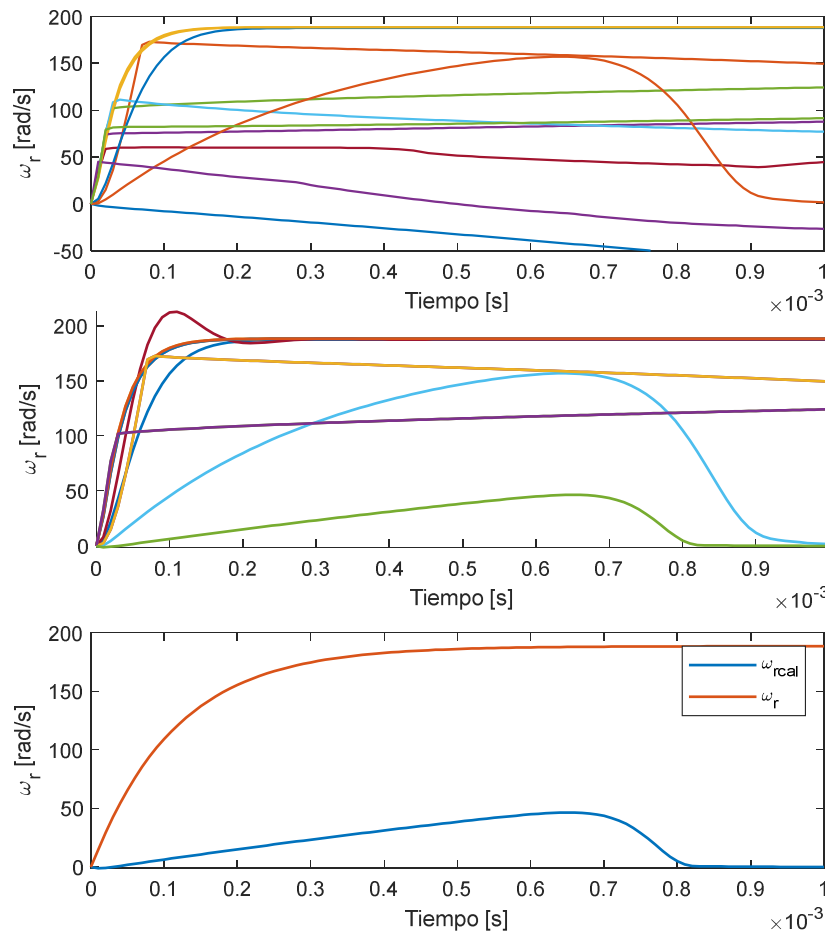


Fig. 5.20 Proceso de búsqueda AG en sintonización mediante intervalo acotado

La figura 5.21 ilustra el comportamiento de la energía consumida en dicho proceso de búsqueda de sintonización, donde se observa que no se logra obtener el conjunto de valores que sintonicen el regulador, en interés de encontrar otro conjunto de soluciones más diversas mediante la ampliación el espacio de búsqueda.

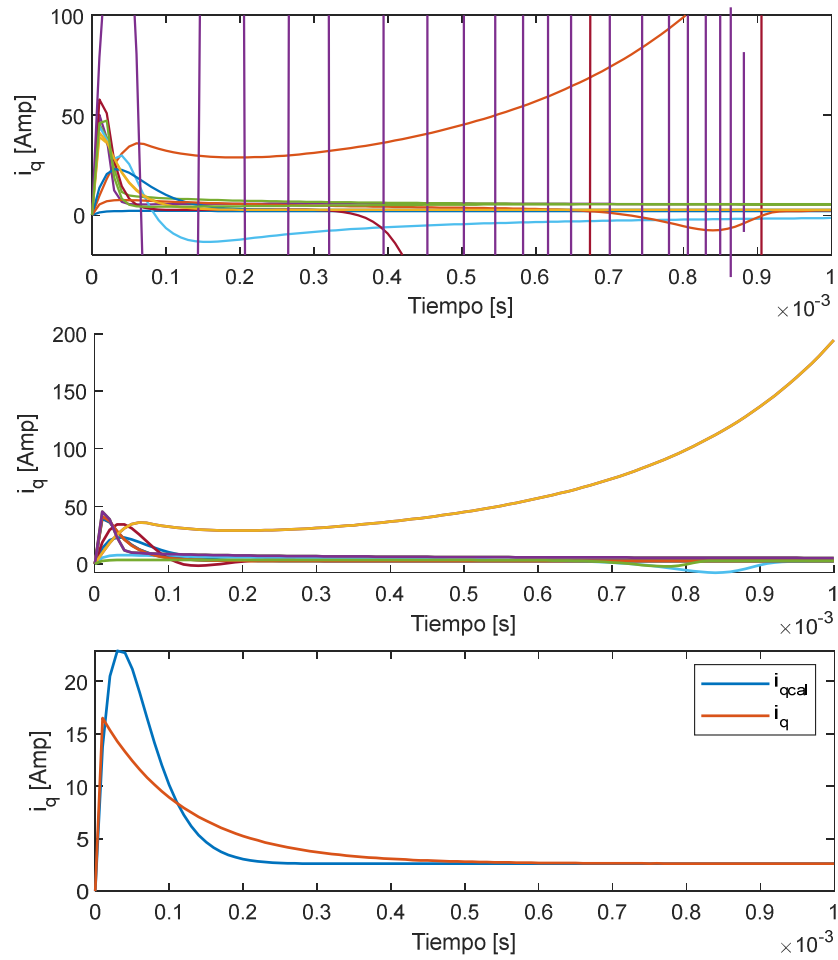


Fig. 5.21 Esquema energético del intervalo acotado de búsqueda, algoritmo AG

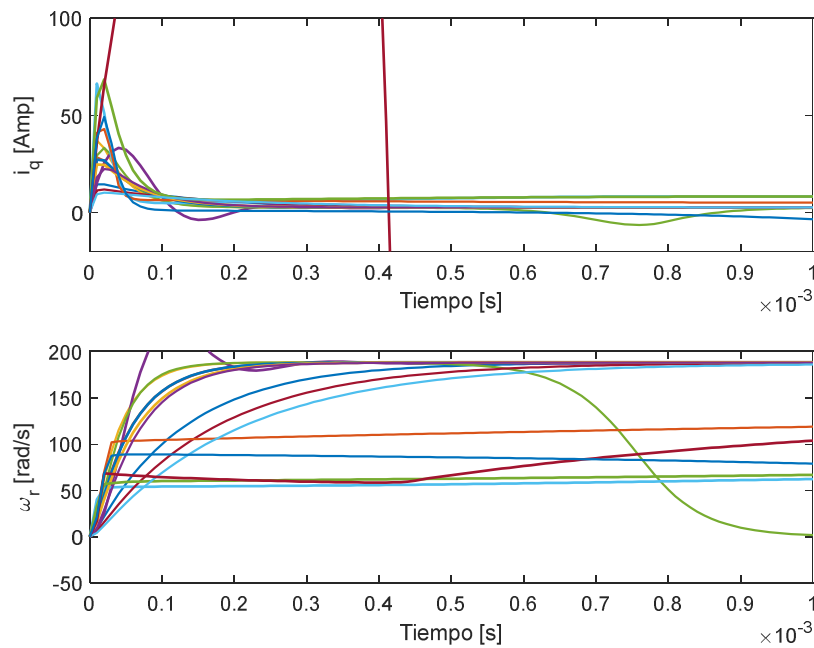


Fig. 5.22 Esquema de búsqueda, intervalo acotado, algoritmo ED

Para el caso del algoritmo basado en evolución diferencial, tomando el mismo intervalo de búsqueda que en el caso anterior, no se logró siquiera obtener una aproximación de valores que minimizaran la energía de alguna forma. La figura 5.22 ilustra el proceso descrito.

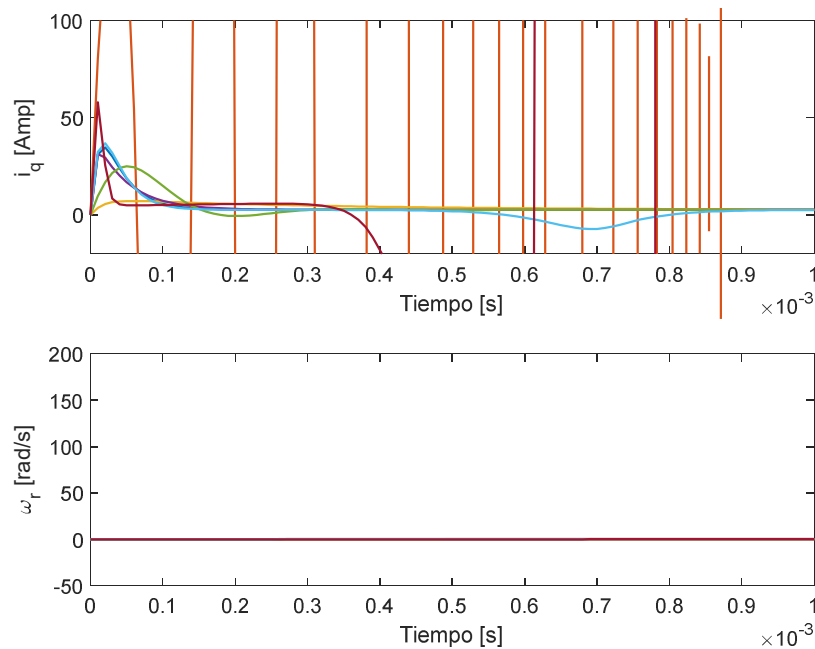


Fig. 5.23 Esquema de búsqueda, intervalo acotado, algoritmo PSO

Por último se analiza el comportamiento del algoritmo basado en optimización por enjambre de partículas, donde se tiene el mismo comportamiento que para evolución diferencial. No se logra sintonizar el regulador de velocidad en el intervalo dado. La figura 5.23 ilustra el caso.

5.8. Análisis de comportamiento de algoritmos

Una vez sintonizado el regulador de velocidad del MSIP mediante diversas técnicas de computación evolutiva se hace una evaluación entre las metodologías planteadas con el fin de verificar el comportamiento de las mismas ante diferentes circunstancias de evaluación para tratar de plantear cual es el algoritmo que mejor se ajuste a una circunstancia característica de uso.

Los criterios de evaluación son:

- Sensibilidad respecto a la velocidad angular deseada
- Tiempo de computo promedio de los algoritmos
- Sensibilidad respecto a la variación entre individuos
- Sensibilidad del algoritmo respecto a la disminución de iteraciones
- Análisis de tasa de mutación en los algoritmos

5.8.1. Sensibilidad del algoritmo AG respecto a la velocidad deseada

La velocidad angular base de diseño del regulador está planteada en $\omega_{rd} = 188.5 \text{ rads}$, bajo la cual se hace la sintonización.

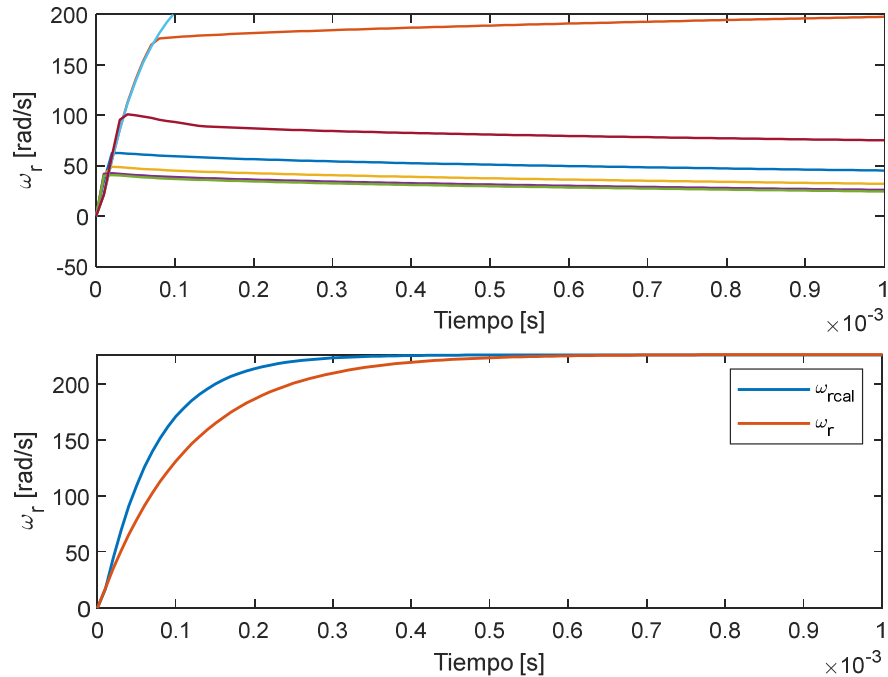


Fig. 5.24 Sintonización de la velocidad solicitada bajo el algoritmo AG

En esta primera prueba se presenta una variación en la misma y se busca determinar cuál es el valor máximo permisible en variación en la misma que soporta el algoritmo de sintonización AG para calcular las ganancias de manera adecuada. Se observa que el valor máximo es:

$$\omega_{rd} = (1.34)(188.5) = 252.59 \text{ rad/s}$$

Superior al mismo no se logra sintonizar más la velocidad solicitada por el algoritmo bajo la metodología AG. La figura 5.24 ilustra el comportamiento.

5.8.2. Sensibilidad del algoritmo ED respecto a la velocidad deseada

Se analiza a continuación el comportamiento del algoritmo de sintonización bajo el algoritmo de evolución diferencial y todas las condiciones similares al método de sintonización mediante algoritmos genéticos.

Bajo la cual se puede observar en la figura 5.25 que el MSIP tiende a regularse para valores de velocidad angular solicitada:

$$\omega_{rd} = (1.2)(188.5) = 226.2 \text{ rad/s}$$

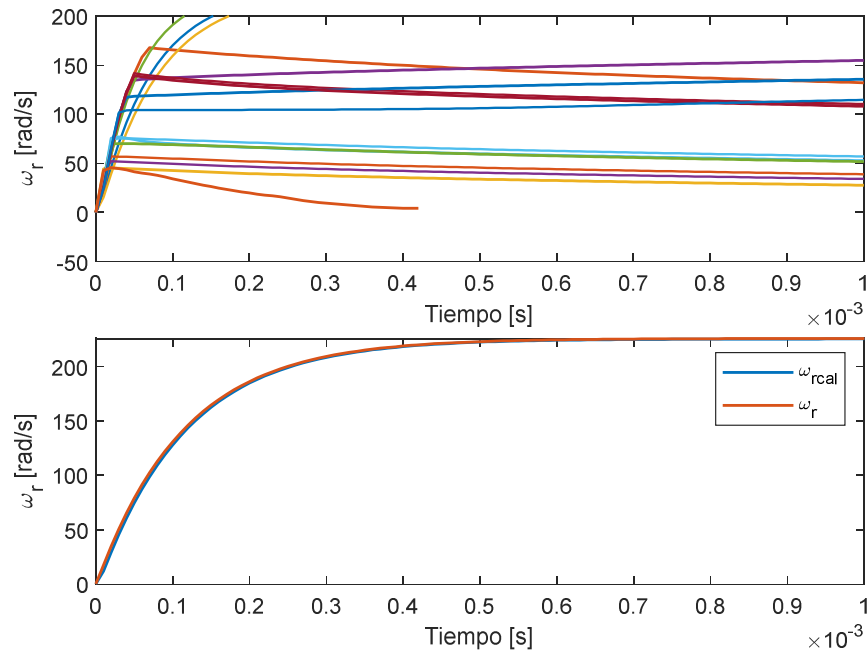


Fig. 5.25 Sintonización límite de velocidad deseada: sobre valor (sup.), bajo valor (inf)

5.8.3. Sensibilidad del algoritmo PSO respecto a la velocidad deseada

El siguiente caso de estudio corresponde a la variación inicial del estado uno, bajo las condiciones impuestas al algoritmo de sintonización de optimización por enjambre de partículas.

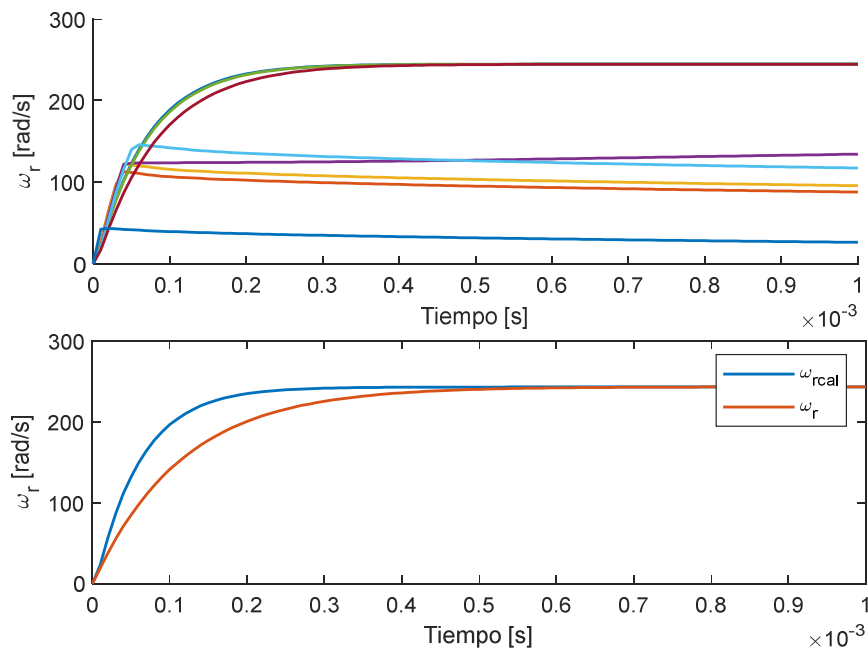


Fig. 5.26 Sintonización límite de velocidad deseada: sobre valor (sup.), bajo valor (inf)

Se empieza tomando un valor crítico de desviación del punto de referencia igual al definido para el sistema no lineal. Bajo este valor frontera el sistema logra estabilizarse, como se observa en la figura 5.26.

Determinándose como es el caso del algoritmo de evolución diferencial un nuevo valor frontera de:

$$\omega_{rd} = (1.29)(188.5) = 243.16 \text{ rad/s}$$

5.8.4. Variación en el tiempo de cómputo del algoritmo

Se presenta el criterio de análisis de comportamiento de los algoritmos evolutivos con base al tiempo de ejecución de los mismos. La medición de este parámetro conlleva varias limitaciones, dentro de las cuales se encuentra la subjetividad del cálculo del tiempo de cómputo, dado que en la determinación del mismo influyen muchos parámetros como es el caso del tipo de procesador, carga de trabajo de la computadora y demás características sin control por él usuario. Se supone un comportamiento bajo las mismas condiciones de simulación, tomando en cuenta que el resultado final del tiempo puede variar si la comparación se hace bajo otras condiciones computacionales. El cálculo del tiempo promedio de ejecución se mide a partir de la distribución que toman un total de 100 iteraciones del algoritmo. La figura 5.27 ilustra el comportamiento del algoritmo genético, se puede observar que el mismo tiene una distribución uniforme variando en un intervalo de tiempo de [3.85, 4.85] con un valor tendiente a de 4.47 segundos.

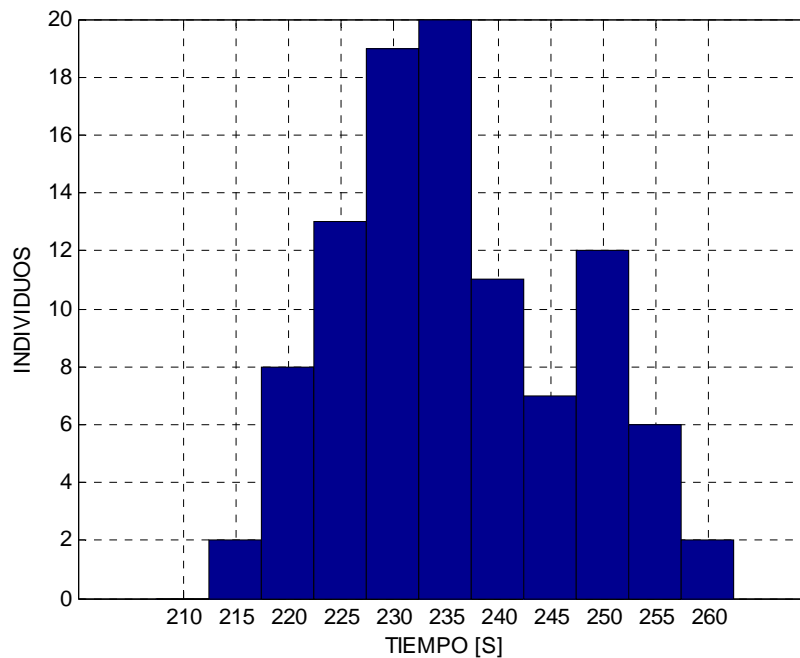


Fig. 5.27 Variación de tiempo de AG

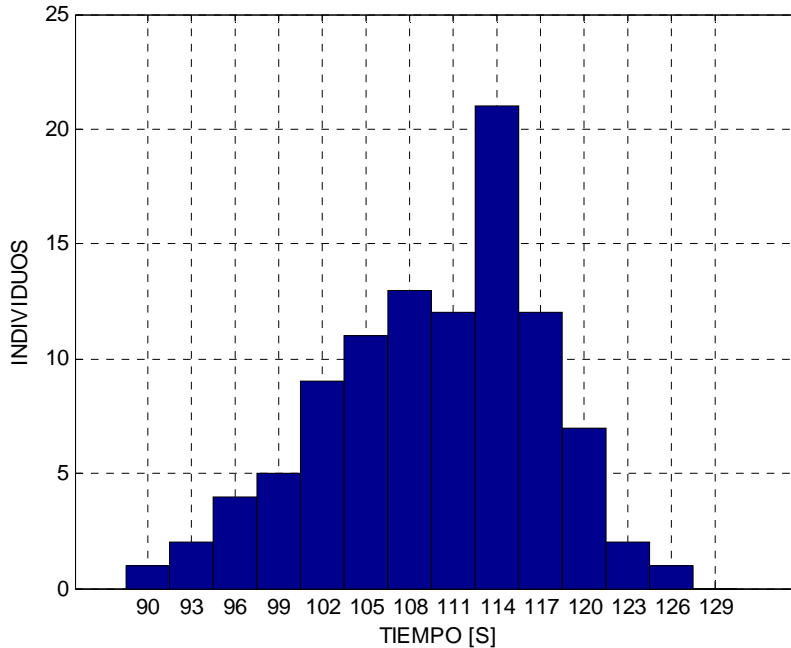


Fig. 5.28 Variación de tiempo de ED

La figura 5.28 ilustra la distribución de tiempo del algoritmo de evolución diferencial, donde se observa que el sistema tiene una variación en un intervalo de [3.15, 4.15] con un valor tendiente a 3.82 segundos. Por último se presenta el comportamiento que toma el algoritmo de optimización por enjambre de partículas ilustrado en la figura 5.29, donde se observa que tiene una distribución en el intervalo de [86.12, 103.55], con tendencia a los 95 segundos.

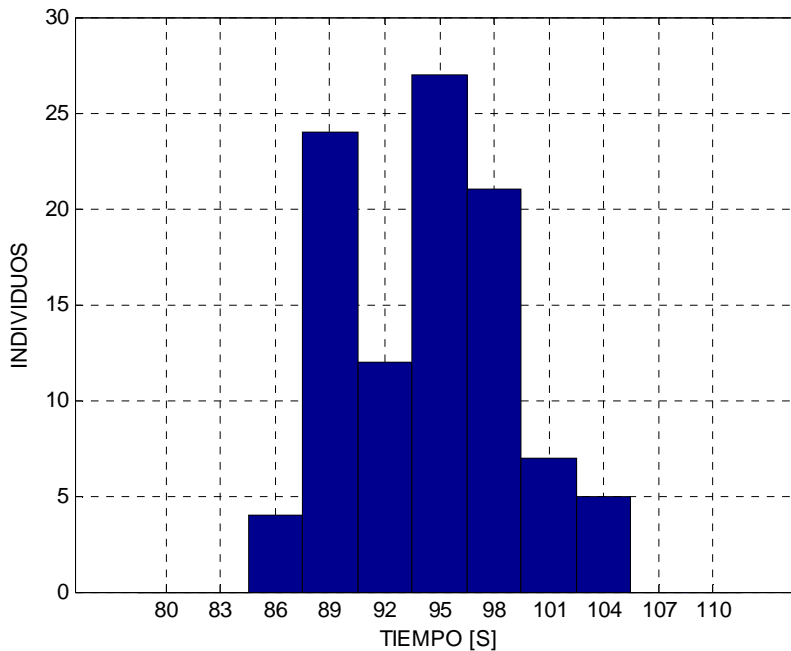


Fig. 5.29 Variación de tiempo de PSO.

5.8.5. Análisis del algoritmo AG frente a disminución de individuos

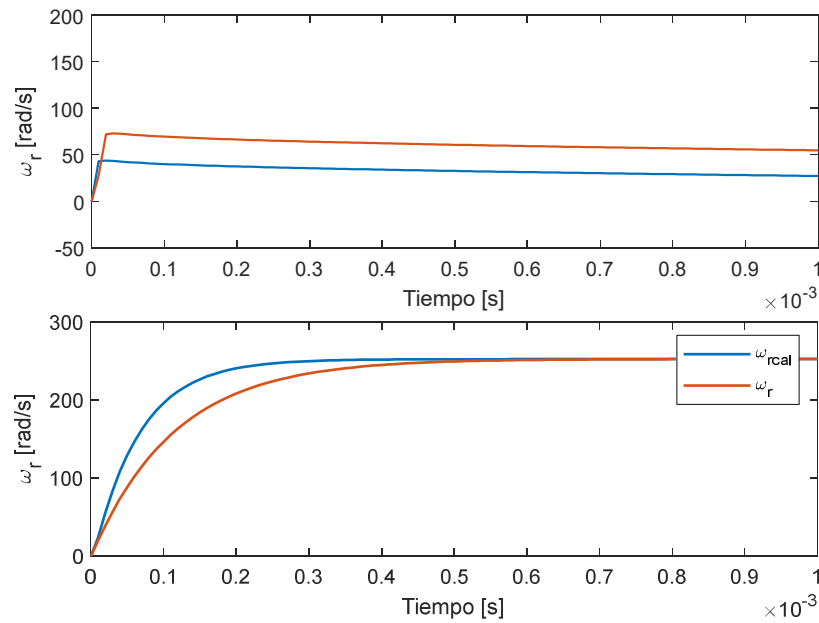


Fig. 5.30 Comportamiento AG 2 individuos (sup.), 4 individuos (inf.)

Se analiza el algoritmo genético referente a las variaciones en el número de individuos, la figura 5.30 ilustra el resultado, donde se realiza una disminución de individuos hasta llegar a valores límite de funcionamiento, una restricción con el algoritmo desarrollado es que debe de ser número par, el valor límite de convergencia es cuatro individuos.

5.8.6. Análisis del algoritmo ED frente a disminución de individuos

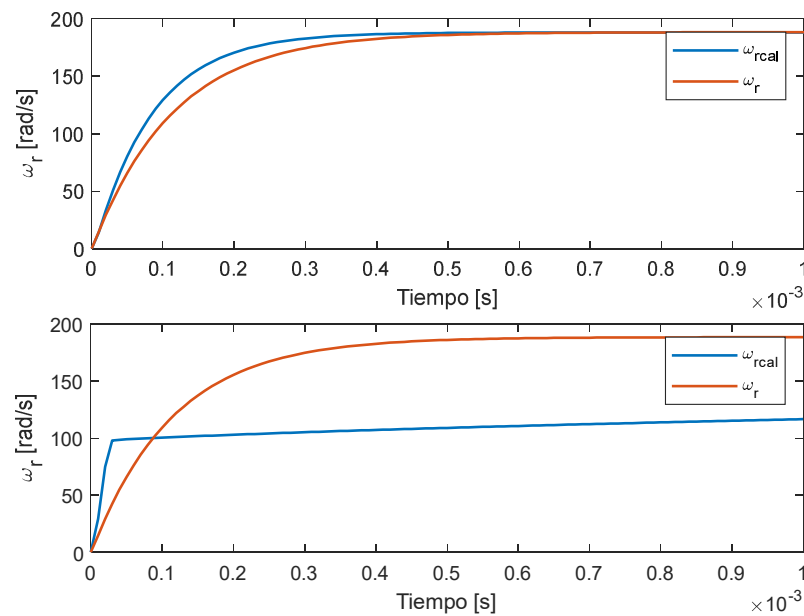


Fig. 5.31 Comportamiento ED 3 individuos (sup.), 4 individuos (inf.)

El comportamiento del algoritmo de evolución diferencial mostrado en la figura 5.31, respecto a la disminución de individuos indica que el límite bajo el cual el algoritmo no logra sintonizar el regulador de velocidad del MSIP es a partir de 3 individuos.

5.8.7. Análisis del algoritmo PSO frente a disminución de individuos

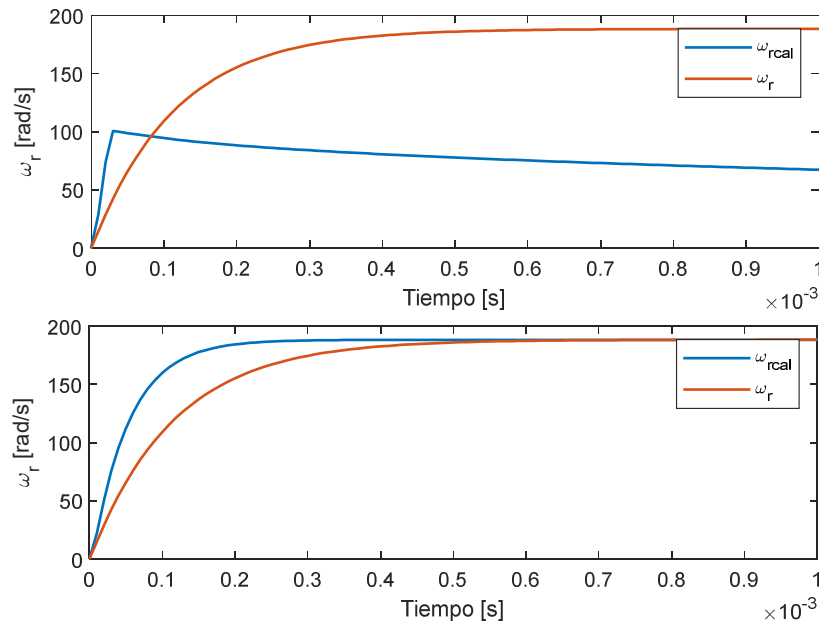


Fig. 5.32 Comportamiento PSO 4 partículas, 3 partículas

Para el algoritmo basado en la metodología de enjambre de partículas se observa que a partir de 4 partículas en la población, el algoritmo no lograba sintonizar el regulador de velocidad del MSIP.

La imagen 5.32 ilustra el comportamiento del sistema sometido al análisis donde se observa cual es el comportamiento sobre el límite planteado.

5.8.8. Sensibilidad del algoritmo AG ante disminución de iteraciones

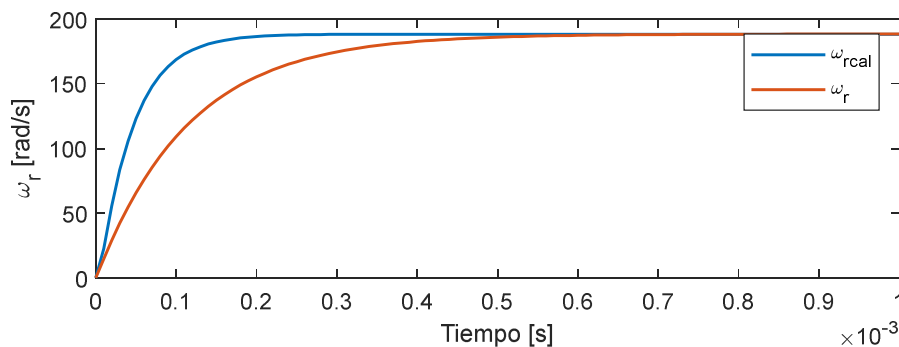


Fig. 5.33 Comportamiento AG, 1 evolución

Se analiza el comportamiento del algoritmo genético con respecto a la disminución de iteraciones. Partiendo de una población de 12 individuos, se observa que con una sola evolución se alcanza el objetivo de sintonización del regulador de velocidad del MSIP. La imagen 5.33 ilustra el proceso de sintonización de ejemplo.

5.8.9. Sensibilidad del algoritmo PSO ante disminución de iteraciones

Para el caso del algoritmo basado en optimización por enjambres de partículas, tomando como base 12 partículas, se observa que a partir de la primera evolución se logra sintonizar el regulador de velocidad del MSIP. Por lo tanto, para este algoritmo, basta con la selección adecuada de los intervalos de búsqueda para lograr la convergencia y solución del problema.

La figura 5.34 ilustra el comportamiento del algoritmo en la primera evolución, donde se muestra el resultado de sintonización buscado.

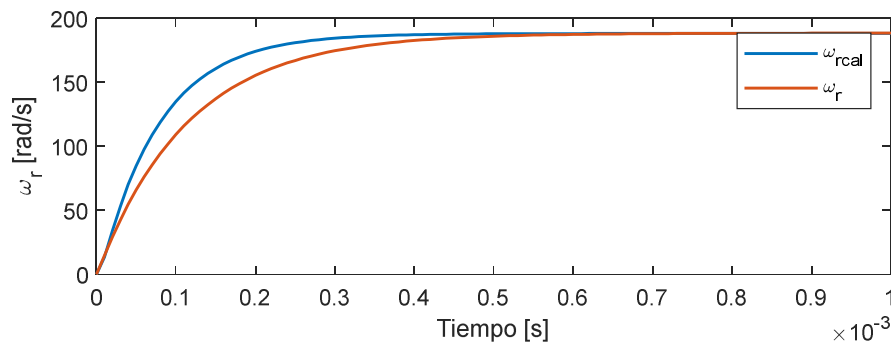


Fig. 5.34 Comportamiento PSO, 1 evolución

5.8.10. Sensibilidad del algoritmo ED ante disminución de iteraciones

Para el algoritmo de evolución diferencial se toma como base una población de 12 individuos para hacer la prueba y se observa que con 2 evoluciones siempre logra encontrar las ganancias que logren sintonizar el regulador de velocidad del MSIP. La imagen 5.35 ilustra el proceso de búsqueda y sintonización descrito para el caso de estudio.

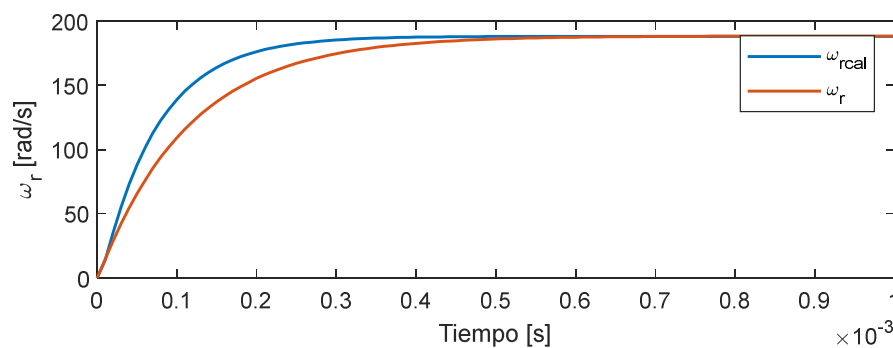


Fig. 5.35 Comportamiento ED, 2 evoluciones

5.8.11. Análisis de tasa de mutación

La tasa de mutación presente en los algoritmos genéticos brinda la posibilidad de diversidad de búsqueda, analizando con ello nuevos dominios de definición de ganancias y el comportamiento del sistema bajo este parámetro.

Con respecto al parámetro de tasa de mutación se observa que prácticamente no tiene ningún efecto en los algoritmos desarrollados, dado que, la búsqueda siempre se realiza con respecto al intervalo de valores previamente definidos, los cuales garantizan la convergencia de la solución, las pruebas mostraron que los algoritmos con altas tasas de mutación convergían de manera similar a la ausencia de la misma, siempre y cuando el intervalo de búsqueda de valores estuviese acotado, tal y como lo está en los algoritmos planteados.

5.9. Conclusiones

Se observa que la computación evolutiva en las vertientes seleccionadas (AG, ED, PSO) lograron resolver el problema planteado con respecto a la convergencia de ganancias del regulador de velocidad del MSIP.

Tabla 5.1. Resumen de resultados basados en las pruebas realizadas

Prueba efectuada	Algoritmo de prueba	Parámetros obtenidos	Conclusión obtenida
Sensibilidad a variación en la velocidad solicitada	AG	$\Delta x_1 = 1.05301$	Estable
	ED	$\Delta x_1 = 1.05301$	
	PSO	$\Delta x_1 = 1.05301$	
Medición de la variación referente al tiempo de computo consumido por cada algoritmo	AG	230 segundos	Solucionado
	ED	114 segundos	
	PSO	95 segundos	
Medición de la sensibilidad de los algoritmos referentes a la disminución de individuos.	AG	240 Individuos	Falla
	ED	140 Individuos	
	PSO	280 Individuos	
Medición de sensibilidad referente a la variación en el número de evoluciones de cada algoritmo.	AG	1 Evolución	Converge
	ED	2 Evoluciones	
	PSO	1 Evolución	
Medición de sensibilidad referente a la variación en la tasa de mutación presente en el algoritmo	AG	100 porciento	Indiferente
	ED	100 porciento	
	PSO	100 porciento	

Se presento un análisis de sensibilidad definido a partir del consumo energético del modelo del MSIP bajo lo cual es determinado el intervalo óptimo de búsqueda de ganancias del sistema. Una vez definido este intervalo, el número mínimo de individuos e iteraciones, así como parámetros referentes a la tasa de mutación, tienen un efecto menor en el desempeño del algoritmo, dado que se observó que el desempeño era similar sobre el intervalo de

búsqueda que garantiza la eficiencia sobre cada metodología de algoritmo de sintonización planteado. La tabla 5.1 muestra a manera de resumen los resultados obtenidos a partir de las pruebas efectuadas.

5.10. Referencias

- [5.1] S. Nesmachnow, Aplicación de las técnicas de procesamiento paralelo a la implementación de Algoritmos Genéticos. Technical Report INCO 06-02, Universidad de la República, Uruguay, 2002.
- [5.2] Practical genetic algorithms, second edition, Randy L. Haupt, Sue Ellen Haupt a John Wiley & Sons, inc., publication.
- [5.3] Differential Evolution A Practical Approach to Global Optimizatio. Kenneth V. Price. Rainer M. Storn. Jouni A. Lampinen.
- [5.4] Particle Swarm Optimization and Intelligence: Advances and Applications. Konstantinos E. Parsopoulos. University of Ioannina, Greece. Michael N. Vrahatis. University of Patras, Greece.
- [5.5] Speed control of permanent magnet synchronous motors using fuzzy controller based on genetic algorithms. Nihat Öztürk, Emre Çelik. International Journal of Electrical Power & Energy Systems. Volume 43, Issue 1, December 2012, Pages 889-898.
- [5.6] A Comparison of Artificial Bee Colony algorithm and Genetic Algorithm to Minimize the Makespan for Job Shop Scheduling. Muthiah A, Rajkumar R. Procedia Engineering. Volume 97, 2014, Pages 1745-1754.
- [5.7] Adaptation in Natural and Artificial Systems, An Introductory Analysis with Applications to Biology. John H. Holland. Control and Artificial Intelligence. The MIT Press, 1975.
- [5.8] Computer-aided gas pipeline operation using genetic algorithms and rule learning. D.E. Goldberg. PhD thesis, University of Michigan, 1983. Dissertation Abstracts International, 44(19) 1374B. University Micro_Im No. 8402282.
- [5.9] Aplicación de las técnicas de procesamiento paralelo a la implementación de Algoritmos Genéticos. S. Nesmachnow, Technical Report INCO 06-02, Universidad de la República, Uruguay, 2002.
- [5.10] Optimal brushless DC motor design using genetic algorithms. A.Rahideh, T.Korakianitis P.Ruiz, T.Keeble, M.T.Rothman. Journal of Magnetism and Magnetic Materials. Volume 322, Issue 22, November 2010, Pages 3680-3687.

6.1. Introducción

El pronóstico del daño es la predicción en tiempo casi real de la vida útil restante de un sistema de ingeniería dada la medición y evaluación de su daño actual (o envejecimiento) y el rendimiento previsto que acompaña en la carga para ambientes futuros previstos. El pronóstico de daños incorpora hardware, software, modelado y análisis en apoyo de la predicción, requiere un modelo de los modos de falla del sistema, como fatiga, grietas, etc. Además, el pronóstico del daño está muy relacionado con el hardware necesario para actualizar mediciones de parámetros clave en estos modelos [ref].

En el presente capítulo se abordan dos problemas con respecto a la predicción de daño:

1. Modelado de daño
2. Monitoreo de daño

El modelo propuesto incluye el efecto de grietas superficiales, cálculo del número de ciclo de vida, efecto en variación de parámetros.

El monitoreo de daño se propone mediante un estimador de parámetros de degradación.

6.2. Análisis de daño

El daño en un sistema estructural y mecánico se define como intencional o no intencional basado en cambios en el material o propiedades geométricas del sistema, incluidos cambios en las condiciones de contorno y la interacción con el mismo, que afectan negativamente su rendimiento actual o futuro. Como ejemplo, la grieta que se forma en una parte mecánica y produce un cambio en la geometría que altera las características de rigidez de la parte [ref].

Dependiendo del tamaño y la ubicación de la grieta y las cargas aplicadas al sistema, los efectos adversos de este daño pueden ser inmediatos o pueden tomar algún tiempo en alterar el rendimiento del sistema. En términos de escalas de longitud, comienza todo el daño, a nivel de material y luego, bajo condiciones de carga apropiadas, progresa a nivel de componentes y sistemas a diferentes velocidades [ref].

En término de escala de tiempo, el daño puede acumularse de forma incremental durante largos períodos de tiempo, asociado con fatiga o corrosión. También puede ocurrir en escalas de tiempo mucho más cortas como resultado de programación de eventos discretos, como impactos en el caso del aterrizaje de un avión y de eventos discretos no programados, como el impacto debido a una colisión entre vehículos. Implícito está en esta definición de daño el concepto de que el daño no tiene sentido sin una comparación entre dos diferentes estados del sistema [ref].

La teoría de pronóstico del daño está integrada por etapas de:

1. Modelos de daño
2. Algoritmos de monitoreo
3. Software y Hardware de monitoreo y control

Algunas características del problema de daño a diagnosticar aplicado al MSIP es:

1. El problema es difícil y no se observa una teoría unificadora en los próximos años.
2. La solución al problema es de naturaleza multidisciplinaria.
3. La solución al problema requiere desarrollos experimentales, analíticos y métodos computacionales.
4. Existen medidas cuantificables que indican el progreso hacia la solución del problema.
5. El problema es de interés para muchos campos de investigación.
6. Resolver el problema tendrá un impacto económico y social significativo.

6.2.1. Propuesta de pronóstico del daño aplicado al MSIP

La estimación de la vida útil restante del MSIP está basada en el resultado de modelos predictivos; que desarrollan dichas estimaciones mediante acoplamiento información de monitoreo de uso, monitoreo de salud estructural, pasada, actual y condiciones ambientales y operativas futuras previstas, el diseño original, supuestos sobre los entornos operativos y de carga, y pruebas de nivel del sistema [REF.].

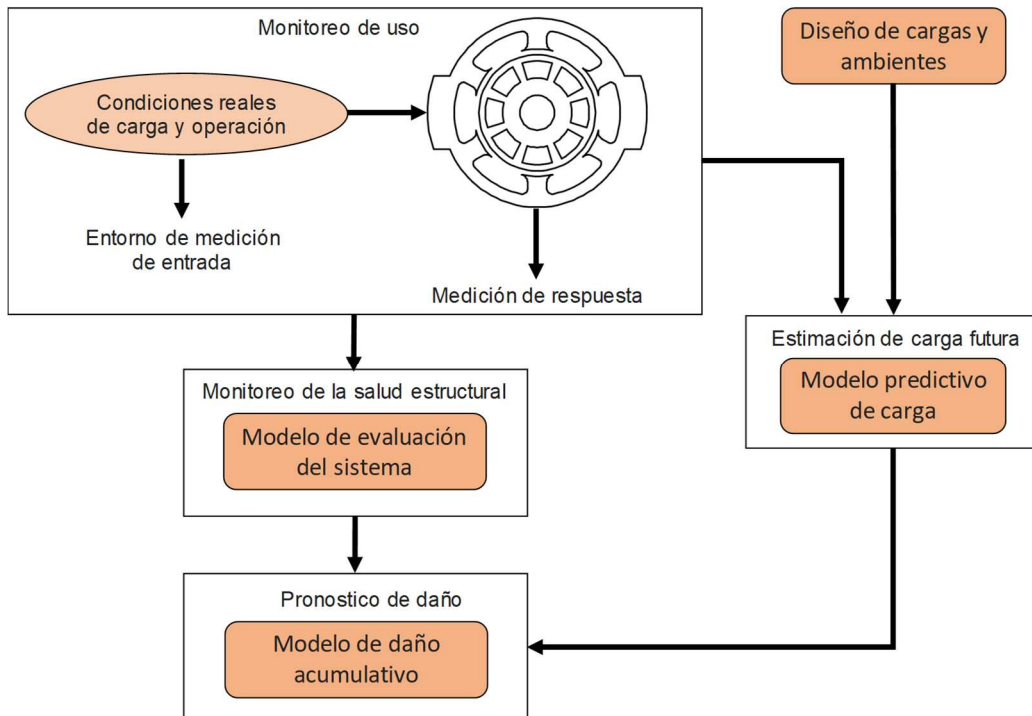


Fig. 5.1 Relación entre monitoreo de uso, de salud estructural y pronóstico de daño

El pronóstico del daño intenta pronosticar el rendimiento del sistema midiendo su estado actual, estimando la carga futura para ese sistema y prediciendo a través de la simulación y la experiencia pasada, la vida útil restante del sistema. La figura 5.1 muestra la relación entre el monitoreo de uso, monitoreo de salud estructural y pronóstico de daños.

6.2.2. Proceso de solución de pronóstico de daño

La implementación real de una estrategia de pronóstico de daño corresponde a cada caso de estudio en específico. Sin embargo, hay componentes principales de dicha estrategia que son comunes para muchas aplicaciones; estos componentes se resumen en la figura 5.2. En esta figura, las áreas sombreadas indican información específica del sistema definidas como las tres componentes tecnológicas principales que se implementan en una estrategia de solución de pronóstico de daños. Instrumentación y hardware de procesamiento de datos y modelado predictivo (que se muestran como áreas sin sombreadar) [ref].

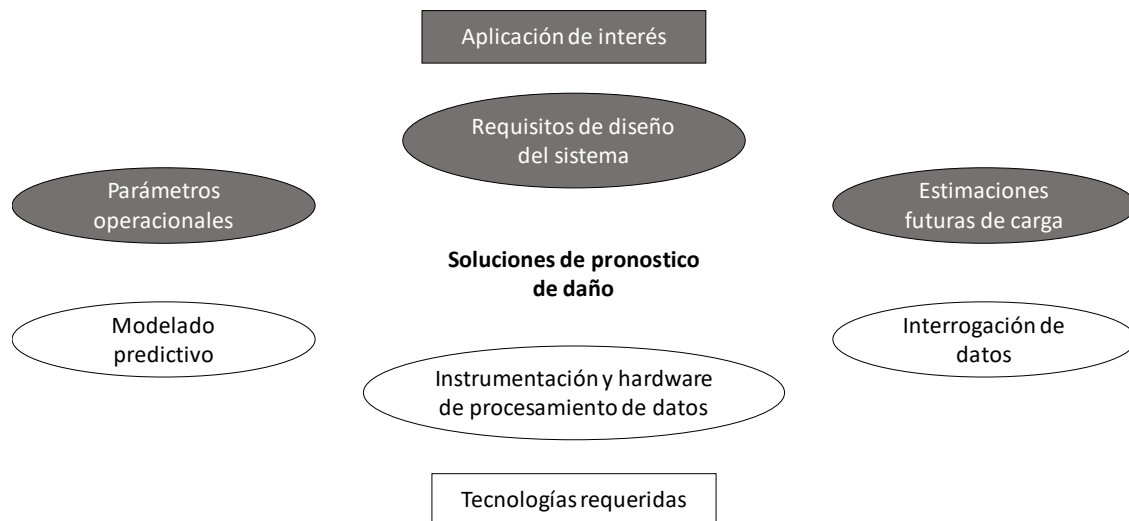


Fig. 5.2 Componentes principales de una estrategia de pronóstico de daños

Un primer paso importante para definir soluciones de pronóstico de daños es la clasificación del problema de daño, primero se deben responder tres preguntas generales [ref]:

- (i) ¿qué está causando el daño de interés?.
- (ii) ¿qué técnicas deben usarse para evaluar y cuantificar daño?.
- (iii) una vez que el daño ha sido evaluado, ¿cuál es el objetivo del pronóstico?.

Para cada modo de falla potencial, la fuente del daño se divide en tres categorías.

1. La primera categoría es el desgaste gradual, donde el daño se acumula lentamente en el nivel de material o componente, a menudo en la escala microscópica. Ejemplos de este daño incluyen grietas por fatiga y corrosión.

2. La segunda categoría es predecible. Si bien el daño generalmente se origina en la escala microscópica, se acumula a mayor velocidad durante eventos repentinos que pueden caracterizarse a priori. Los ejemplos incluyen aterrizajes de aviones y explosiones en buques de confinamiento.
3. Los eventos discretos constituyen la tercera categoría, en la que el daño desconocido y generalmente severo se inflige al sistema en momentos esencialmente impredecibles. Los ejemplos pueden incluir: un objeto extraño inducido en motores de turbina, daños inducidos por terremotos en infraestructura civil o el daño en combate para equipo militar.

Por supuesto, existen aplicaciones donde un escenario de falla caerá en las tres categorías en varias ocasiones. Un ejemplo es el daño a los álabes de la turbina del motor a reacción causado por un desplazamiento térmico gradual, mayor tensión de flexión durante los despegues y aterrizajes, y el impacto con objetos extraños.

6.2.3. Monitoreo en línea

El monitoreo en línea se prefiere generalmente en las aplicaciones que tienen un proceso continuo, la principal ventaja es que la máquina no tiene que ser puesta fuera de servicio. Como resultado, se puede evaluar la condición de operación normal mientras la máquina está en funcionamiento.

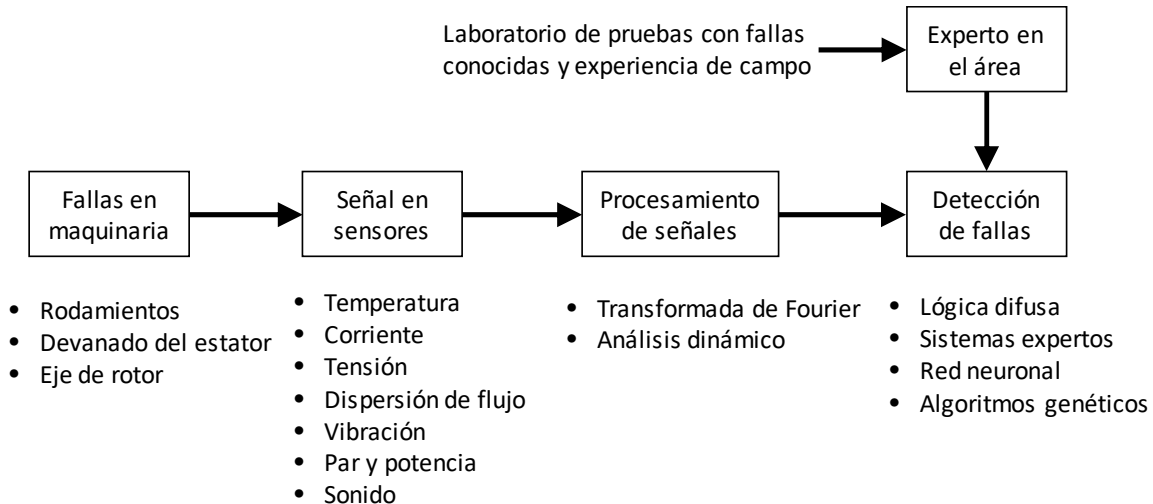


Fig. 5.3 Estructura de monitoreo en línea en la detección de fallas

El mantenimiento predictivo es más fácil porque la máquina está bajo vigilancia constante, una falla incipiente puede ser detectada inmediatamente y se pueden programar acciones para evitar tiempos de inactividad más amplios en los procesos donde se utilizan las máquinas.

Una desventaja es que las técnicas de supervisión en línea a menudo requieren la instalación de equipos adicionales, que tienen que ser instalados en cada máquina.

Comparado con las pruebas fuera de línea es más difícil o incluso imposible detectar algunas fallas en los procesos. Sin embargo, muchos métodos sin sensores y no invasivos han sido recientemente desarrollados utilizando las formas de las señales eléctricas, por ejemplo, corriente y tensión, de modo que el algoritmo de monitoreo puede residir en el centro de control de la máquina o incluso dentro de los dispositivos de control de la máquina, así como de los grupos de máquinas.

6.3. Análisis de pronóstico de daño acumulativo aplicado al MSIP

Se presenta en análisis de daño acumulativo basado en los resultados de simulación del modelo propuesto de pronóstico de daño del MSIP planteado en el capítulo 3, así como los parámetros que definen el mismo para la simulación del sistema.

El modelo de pronóstico de daño propuesto incluye los efectos de fatiga presente en materiales frágiles y su relación con la fractura del mismo así como los efectos que genera en el desbalanceo del MSIP y las variaciones en la inductancia eléctrica, la variación de la temperatura en los conductores y los efectos que esta tiene la resistencia eléctrica.

6.3.1. Modelo de daño propuesto para el MSIP

A partir de las ecuaciones planteadas en el capítulo 3 se define el modelo dinámico propuesto de daño del MSIP, el cual es la base del estudio de comportamiento desarrollado, definido por:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} [V_q - r_T i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \lambda_m]$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} [V_d - r_T i_d + \omega_r L_q i_q]$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{2J_m} [T_e - T_l - \beta \omega_r]$$

$$\frac{da}{dt} = c \Delta k^n \left[F_1 + F_2 \frac{d\omega_r}{dt} \right]$$

$$\frac{dN}{dt} = F_1 + F_2 \frac{d\omega_r}{dt}$$

$$\frac{dT}{dt} = \frac{1}{c_r m_r} [Q_E - Q_S]$$

$$\begin{aligned}\frac{dQ_s}{dt} &= hA_s(T - T_{enf}) \\ \frac{dx_1}{dt} &= x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} &= \omega_r^2 \varepsilon \cos(\omega_r t) - 2\zeta \omega_n x_2 - \omega_n^2 x_1 + \frac{\Delta k_v}{m_s} [x_1 \cos(2\theta_r) + x_3 \sin(2\theta_r)] \\ \frac{dx_3}{dt} &= x_4 \\ \frac{dx_4}{dt} &= \omega_r^2 \varepsilon \sin(\omega_r t) - 2\zeta \omega_n x_4 - \omega_n^2 x_3 + \frac{\Delta k_v}{m_s} [x_1 \sin(2\theta_r) - x_3 \cos(2\theta_r)]\end{aligned}$$

Para los parámetros variables definidos como:

$$\begin{aligned}Q_E &= (i_b^2 + i_q^2) r_T t \\ r_T &= r_s [1 + \alpha(T - T_0)] \\ L_d &= 1.125 \pi \mu_0 \left[\frac{T_{ph}}{P} \right]^2 \frac{D_B L_B}{C_{car} \lambda_r} \\ L_q &= 1.125 \pi \mu_0 \left[\frac{T_{ph}}{P} \right]^2 \frac{D_B L_B}{\lambda_r} \\ \lambda_r &= \lambda_g - [x_1^2 + x_3^2]^{1/2} \\ T_e &= \frac{3P}{4} [\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_q i_d] \\ \Delta k &= \frac{(T_e - T_l) D}{2J_a} \sqrt{\pi a} \\ J_a &= \frac{\pi D^4}{32} - \frac{\pi d^2}{8} \left(\frac{d^2}{4} + D \right) \\ d &= \left[\frac{1 + \cos(\theta_r)}{2} \right] a \\ P_1 &= \left[\frac{D^4 - [c \Delta k^n \omega_r t^{F_\sigma} \ln(t)] [4a^3 g^4 + 8D(a g^2)]}{D^4} \right] \\ P_2 &= \left[\frac{\omega_r \ln(t) \sin(\omega_r t)}{D^4} \right] \left[t^{F_\sigma + 1} 2a^4 g^3 + 4t^{F_\sigma} D(a^2 g) t + \frac{t^{F_\sigma} D^4}{\omega_r \ln(t) \sin(\omega_r t)} \right] \\ P_3 &= \left[\frac{\omega_r F_\sigma t^{F_\sigma - 1} D^4}{t^{F_\sigma} \ln(t) \omega_r^2 \sin(\omega_r t)} + 2a^4 g^3 + 4a^2 D g \right] \left[\frac{t^{F_\sigma} \ln(t) \omega_r^2 \sin(\omega_r t)}{D^4} \right]\end{aligned}$$

$$F_1 = \frac{P_2}{P_1}$$

$$F_2 = \frac{P_3}{P_1}$$

$$\Delta K_v = \frac{48E\hat{f}}{L^3}$$

$$\omega_n^2 = \frac{k}{m_s}$$

$$k = \frac{3\pi ED^4}{2L^3}$$

El elemento principal de estudio y análisis es el proceso de fractura por grieta, lo cual propicia una de las pérdidas más comunes de integridad estructural en dispositivos mecánicos.

Una grieta puede propagarse desde algunas pequeñas imperfecciones en la superficie del cuerpo o dentro del material y es más probable que aparezca en correspondencia con una alta concentración de estrés.

Las tensiones térmicas y los choques térmicos también son responsables de generar factores de intensidad de estrés local elevados, que pueden provocar el inicio de una grieta y su propagación, por ello el conocimiento y estimación de la temperatura en el MSIP es de vital importancia.

Para llevar a cabo el análisis dinámico se hace uso de parámetros definidos en la tabla 6.1.

Tabla 6.1: Parámetros de simulación de daño del MSIP

Parámetros	Valor Numérico	Unidades
L_d	6.73×10^{-3}	Inductancia [H]
L_q	6.73×10^{-3}	Inductancia [H]
r_s	2.6	Resistencia [Ω]
P	4	Pares de polos
λ_m	0.319	Flujo magnético [Wb]
β	5×10^{-5}	Amortiguamiento [Nms]
c	10×10^{-11}	Coefficiente proporcional
n	3	Exponente proporcional
D	0.23	Raíz diámetro del rotor [$m^{1/2}$]
E	219×10^9	Módulo de elasticidad del Acero [N/mm ²]
v	0.27	Coefficiente de Poisson del Acero
L	0.35	Longitud total del eje del rotor [m]
T_1		Par de carga [Nm]
i_{do}	0	Corriente inicial d [A]

Tabla 6.1: Parámetros de simulación de daño del MSIP (continuación)

Parámetros	Valor Numérico	Unidades
i_{q0}	0	Corriente inicial q [A]
ω_{r0}	0	Velocidad angular inicial [rad/s]
N_0	0	Ciclos iniciales de trabajo [rad]
T_0	20	Temperatura inicial [°C]
θ_0	0	Posición angular inicial [rad]
a_0	3×10^{-8}	Tamaño de fisura inicial [m]
c_{ω_r}	1500.5	Coefficiente de error de velocidad
i_{dd}	0	Corriente deseada q [A]
ω_{rd}	188.5	Velocidad angular deseada [rad/s]
c_r	0.094×10^3	Calor específico del cobre [Kcal/Kg°C]
m_r	0.4	Masa de bobina de cobre [Kg]
m_s	0.1	Masa de rotor [Kg]
α	-0.059738	Coefficiente de temperatura del cobre [1/°C]
λ_T	397	Conductividad Térmica del cobre [W/m°C]
T_{ph}	12	Numero de vueltas bobina
μ_0	12.5663×10^{-7}	Permeabilidad magnética [N/Amp ²]
D_B	2.1192×10^{-4}	Diámetro de la bobina [m]
L_B	2.6	Alambre de bobina [m]
C_{car}	1.9	Coefficiente de Carter
λ_g	3.2725×10^{-6}	Entrehierro de diseño [m]

Propagación de grietas, dirección de propagación y velocidad de propagación en función del nivel de estrés son problemas a los que se han dedicado muchos estudios. Estos estudios forman lo que generalmente se llama mecánica de fractura.

Las grietas se propagan principalmente debido a la fatiga del ciclo bajo o alto y el inicio y la propagación de grietas son fuertemente depende de las propiedades del material. Las simulaciones presentadas a continuación son los resultados del modelo definido.

6.3.2. Análisis predictivo de propagación de grietas

Una de las fallas de interés, sobre todo en motores eléctricos de tamaños considerables, es debida a problemas vibratorios, ocasionados por desbalanceo, los cuales a su vez son generados por degradación en el eje del rotor que, finalmente, ocasionan fractura en el eje del rotor (Quiroz J. C. et al, 2018).

Buscando contribuir con el diagnóstico y control de MSIP sujetos a degradación temporal debido a los efectos de carga de uso, en el presente apartado se analiza el comportamiento de MSIP con presencia de fisura en el eje del rotor, ocasionando con ello y de acuerdo a la dinámica de la fractura, degradación en el mismo, con el análisis y teoría propuesta se pretende aportar un análisis detallado en el modelado y sintonización de este sistema

dinámico con presencia de grieta, lo cual contribuye a una teoría más exacta del comportamiento dinámico del MSIP.

La Figura 5.4 ilustra el comportamiento de la velocidad angular ω_r y consumo de corriente i_q del modelo no lineal del MSIP propuesto con degradación en la inercia rotacional para un tiempo de simulación de 500 segundos, el tiempo de evaluación tan amplio que solo se visualiza los efectos del estado estacionario, se observa que el comportamiento de la velocidad angular deseada ω_{rd} se mantiene bajo la acción del control. Para la simulación dada se desea una velocidad angular deseada de:

$$\omega_{rd} = 188.5 \text{ rad/s para } t > 0 \text{ s}$$

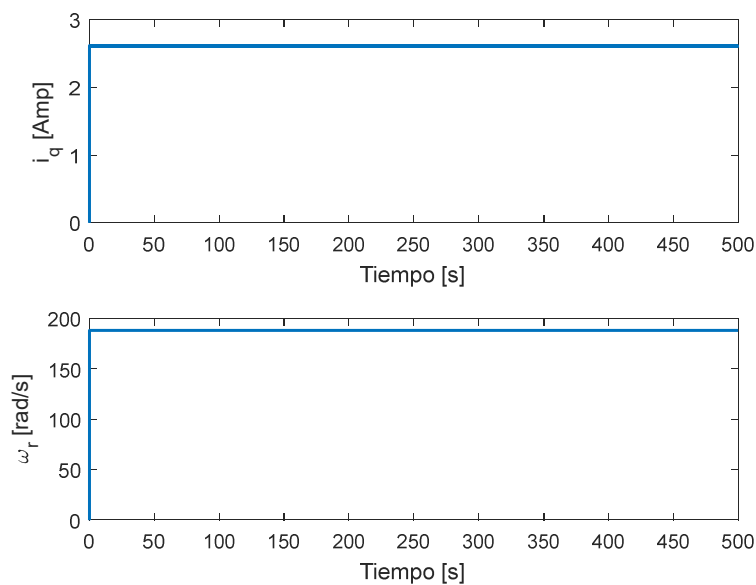


Fig. 5.4 Comportamiento de la velocidad angular de referencia (inferior) y consumo de corriente i_q (superior) para el tiempo de evaluación $t=500$ s

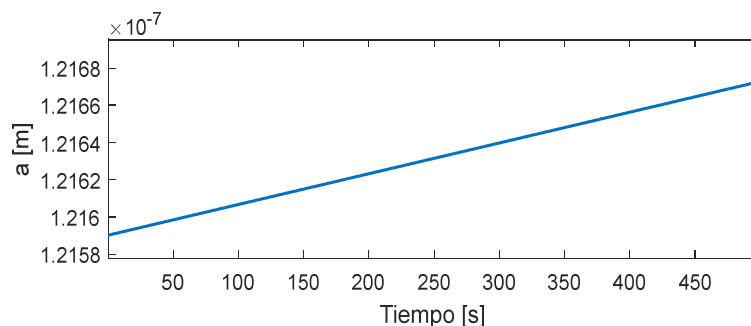


Fig. 5.5 Comportamiento de la fisura del modelo dinámico propuesto en el rotor del MSIP

En la Figura 5.5 se ilustra el comportamiento de la fisura presentada al interior del MSIP. Se observa cómo, mediante el arranque del MSIP y a causa de efectos inerciales, crece súbitamente la fisura, conforme el tiempo de trabajo del MSIP continúa, el crecimiento de la

fisura es paulatino y lineal, bajo lo cual, progresivamente, una degradación en la inercia rotacional del eje del rotor, validándose con ello el comportamiento dinámico propuesto.

6.3.3. Análisis predictivo de falla por fatiga

El fenómeno bajo el cual la grieta se propaga a lo largo del material mediante los ciclos de trabajo anteriormente descritos se conoce como fatiga, en el estudio de dicho fenómeno de fallo el principal elemento de interés es conocer cuando ocurrirá la falla. Tratando de contribuir en responder a esta pregunta se propuso el modelo correspondiente de falla definido en el capítulo 3. A partir del modelo anterior y los coeficientes de entrada se muestran los datos obtenidos.

En la figura 5.6 se observa el efecto de la acción de respiro de la grieta modelado mediante la ecuación de Paris, donde se muestra la variación indirecta que tiene sobre el proceso de crecimiento paulatino de la misma mediante un efecto de crecimiento y decrecimiento continuo y de pendiente positiva que, posteriormente da pie a la falla por fatiga.

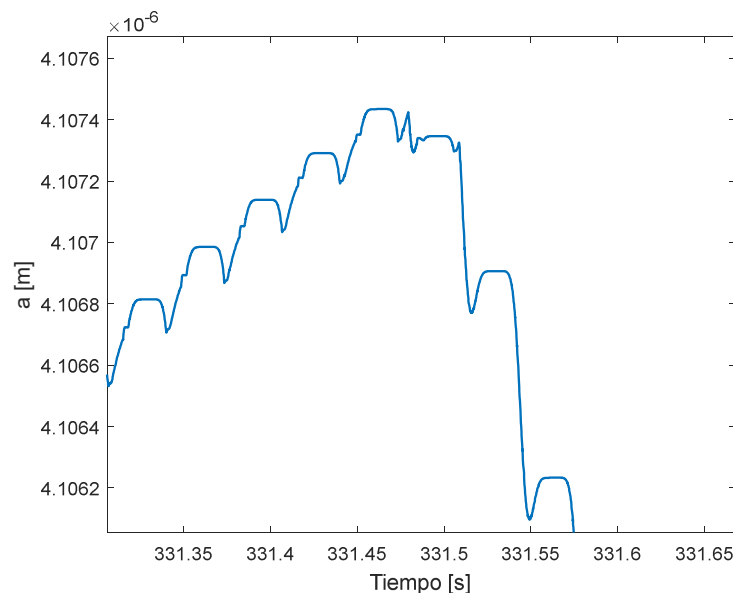


Fig. 5.6 Comportamiento dinámico de la grieta

Se analiza ahora la condición de carga definida por las condiciones:

$$a_0 = 90 \times 10^{-8} \text{ m}$$

$$T_l = 5 \text{ Nm}$$

La figura 5.7 ilustra el comportamiento del tamaño de la fisura (superior) y el número de ciclos de trabajo (inferior) en el momento de la ruptura bajo las condiciones dadas. De acuerdo a las condiciones de trabajo, el rotor colapsara cuando se cumplen las condiciones:

$N=6 \times 10^4$ radianes para 300 segundos

Después de este número de ciclos, el rotor colapsa, ilustrándose este colapso mediante la divergencia del comportamiento de la recta del comportamiento lineal ideal.

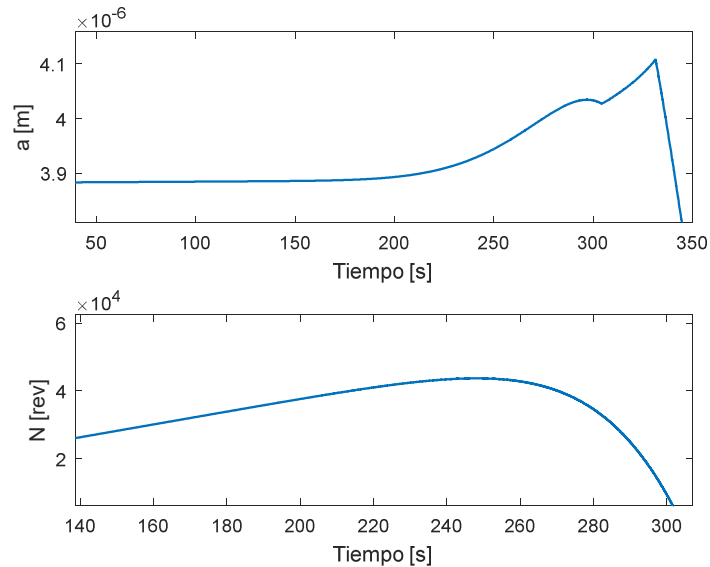


Fig. 5.7 Comportamiento de la fisura (Superior) y Numero de ciclos de trabajo (inferior) en el eje del rotor del MSIP

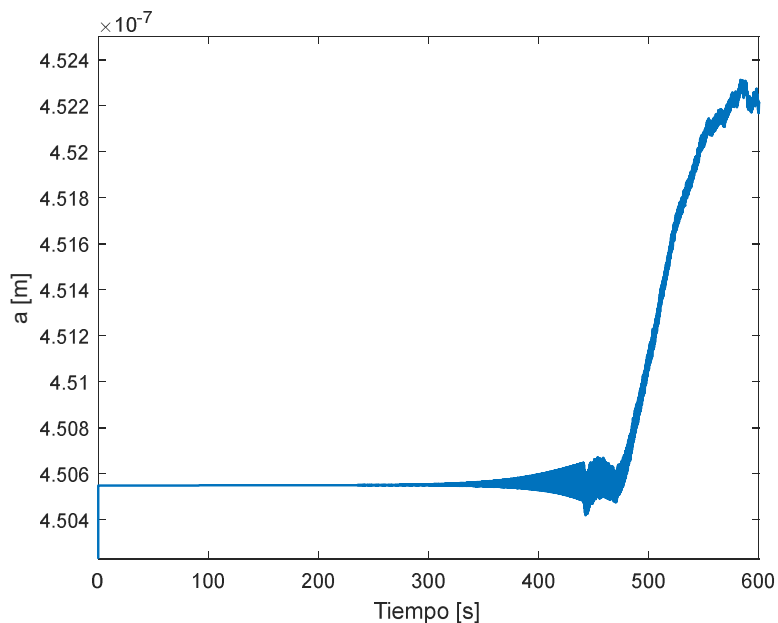


Fig. 5.8 Comportamiento de la fisura para el modelo del MSIP

La figura 5.8 ilustra el comportamiento de crecimiento de la fisura presente en el material del eje del rotor del MSIP, se observa que a partir del funcionamiento del motor esta llega a un tamaño crítico, en aproximadamente 475 segundos, a partir de lo cual, el tamaño de la fisura

se vuelve más grande casi exponencialmente y tiene un comportamiento oscilante. En un tiempo aproximado de 575 segundos el rotor colapsa, mostrándose un máximo en la fisura.

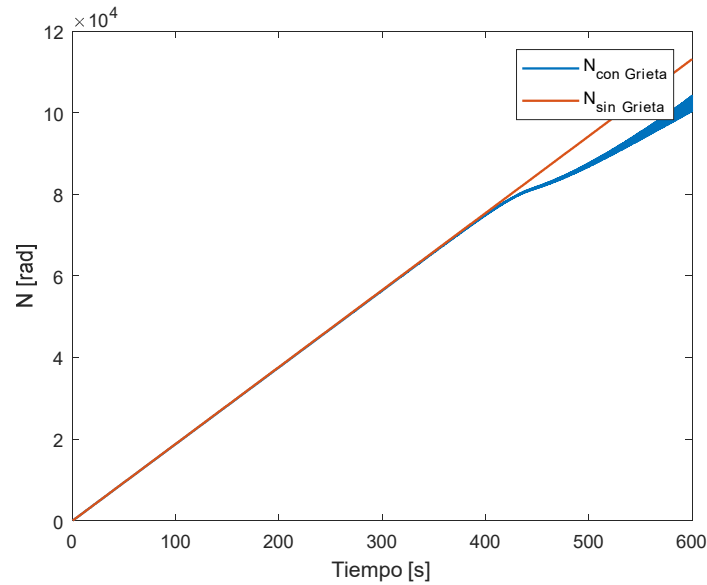


Fig. 5.9 Comparación del número de ciclos de falla del rotor con presencia y sin presencia de fisura para tamaño de fisura de 45×10^{-8} m.

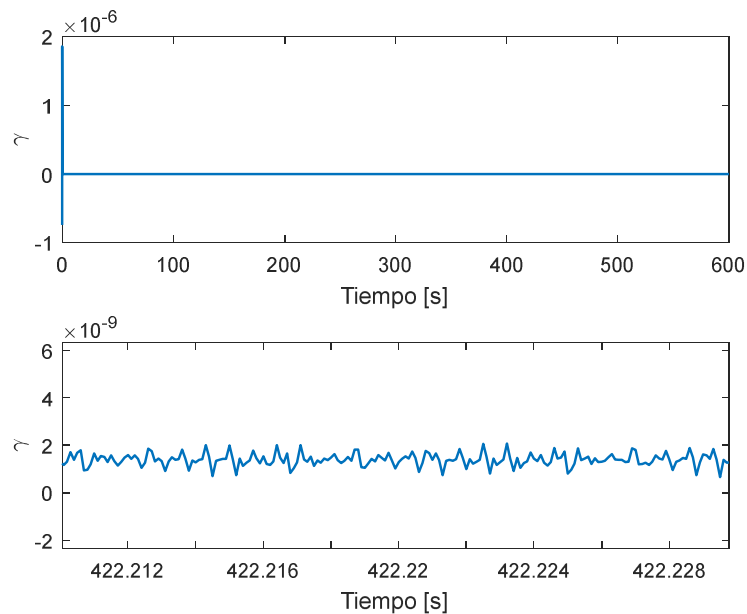


Fig. 5.10 Deformación cortante presente en el eje del rotor del MSIP (Superior), Aproximación al intervalo de variación de la deformación cortante (Inferior)

En la figura 5.9 se ilustra la comparación entre el modelo del rotor del MSIP sin presencia de fisura (rojo) y el modelo del rotor con presencia de fisura (azul). Se observa que bajo la propuesta de un comportamiento sin presencia de fisura, el rotor no presenta falla y continúa trabajando indefinidamente, (rotor sin grieta), cuando se toma en cuenta la presencia de la

fisura y las variaciones en los esfuerzos debido a está, el rotor tiene una vida finita presentándose al final de esta el colapso descrito (rotor con grieta).

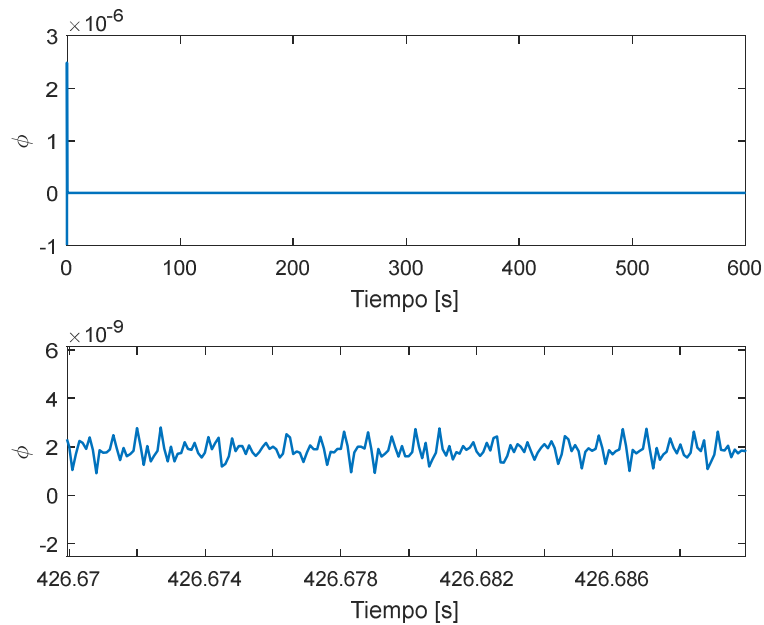


Fig. 5.11 Ángulo de torsión del eje del rotor del MSIP (Superior), Aproximación al intervalo de variación del ángulo de torsión (Inferior)

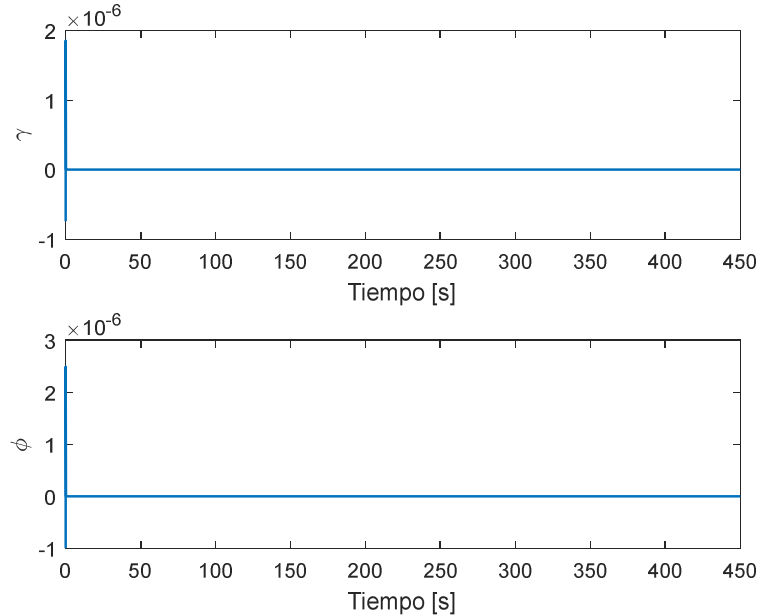


Fig. 5.12 Deformación cortante (superior) y ángulo de torsión (inferior) en el eje del rotor del MSIP

La figura 5.10 ilustra el comportamiento de la deformación cortante debida a la aplicación de los pares de fuerza eléctrico y externo en el eje del rotor del MSIP. En la imagen superior

se observa como la deformación permanece constante, no mostrando signos de deformación alarmante, la imagen inferior muestra un acercamiento al comportamiento de la deformación cortante, se observa como el eje del rotor es sometido a ciclos no periódicos de carga a causa de la dinámica del MSIP. Lo que se espera en un sistema que falla por fatiga.

La figura 5.11 ilustra el comportamiento del ángulo de torsión presente en el eje del rotor del MSIP. En la parte superior se observa que la torsión es de magnitud constante durante toda la simulación, la parte inferior muestra un acercamiento al comportamiento del ángulo de torsión del eje del rotor, se aprecia que este oscila en un intervalo muy pequeño de variación, lo cual implicaría que no existe deformación que indique una falla en el sistema. Coincidiendo ambos casos con el comportamiento esperado de falla por fatiga.

La Figura 5.12 ilustra el comportamiento del esfuerzo cortante y el ángulo de torsión del eje del rotor, como se espera, el comportamiento de ambos indicadores permanece constante, lo cual implicaría el comportamiento típico del mecanismo de fatiga.

6.3.4. Análisis de predicción de propagación de calor en el MSIP

De acuerdo al modelo propuesto de predicción de calor en el MSIP definido en el capítulo 3, el comportamiento de la temperatura generada por el bobinado del estator del MSIP, bajo una temperatura inicial antes del arranque del motor de 20 °C, donde, posteriormente, se observa como está va en aumento paulatino a través del transcurso del tiempo.

El calor total suministrado al sistema y disipado por el mismo, a través del flujo de corriente en las bobinas del motor y la resistencia térmica de la bobina, se observa como tiende a oscilar con el transcurso del tiempo de funcionamiento del MSIP.

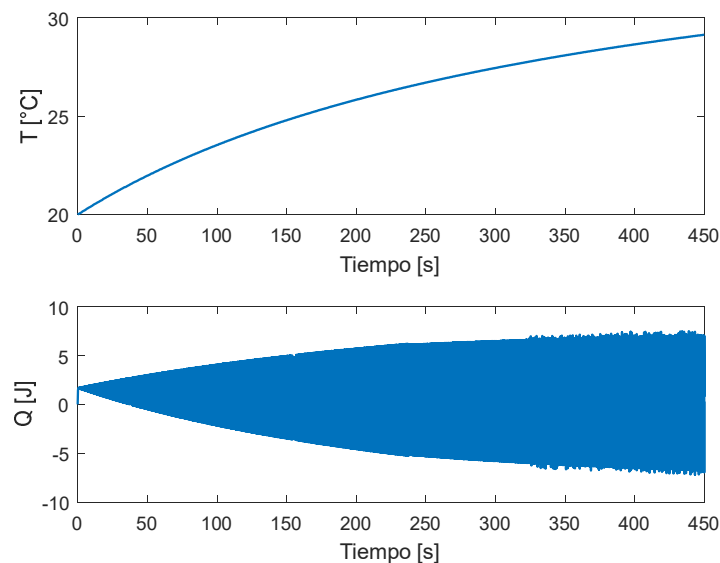


Fig. 5.13 Comportamiento de la temperatura (Superior) y Calor total del sistema (Inferior)

La figura 5.13 ilustra el comportamiento de la temperatura en el bobinado del motor cuando está en funcionamiento (imagen superior), así como el calor total del sistema (imagen inferior).

El módulo de elasticidad del material del rotor del MSIP, toma un comportamiento decreciente atenuado exponencialmente a causa del aumento de la temperatura en el rotor, lo cual implica una variación en las propiedades mecánicas del rotor a lo largo del funcionamiento.

El comportamiento de la resistencia eléctrica de la bobina del estator del MSIP, a partir del aumento de la temperatura en el bobinado presenta una disminución en la resistencia eléctrica que posteriormente se estabiliza en un valor conforme se establece el equilibrio térmico con el enfriamiento del motor.

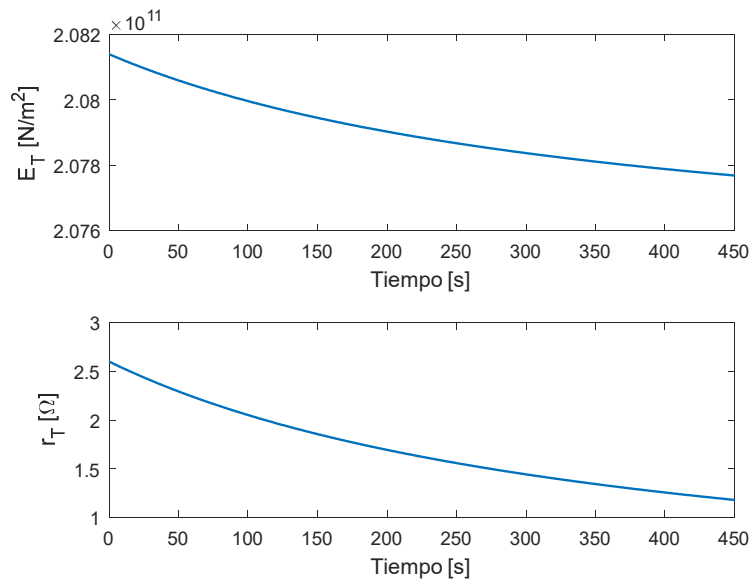


Fig. 5.14 Comportamiento del módulo de elasticidad (Superior) y Resistencia del MSIP (inferior)

La figura 5.14 muestra el comportamiento del módulo de elasticidad y la resistencia eléctrica del devanado, se observa que, al no existir un calentamiento excesivo, el módulo de elasticidad permanece constante y la resistencia eléctrica presenta una disminución proporcional al tiempo de operación del MSIP.

6.3.5. Análisis de predicción del desbalanceo del eje del rotor

En la presente sección se muestran los resultados correspondientes al modelo de caracterización de la variación de corriente en terminales de un motor síncrono de imanes permanentes (MSIP) como consecuencia del efecto de desbalanceo en el rotor a causa de una

grieta superficial mediante las ecuaciones de Laval con acoplamiento del efecto de la grieta superficial en el eje del rotor.

La figura 5.15 ilustra el comportamiento del desbalance del rotor en cada eje de referencia y modelo en consideración, con presencia de grieta y sin presencia de grieta.

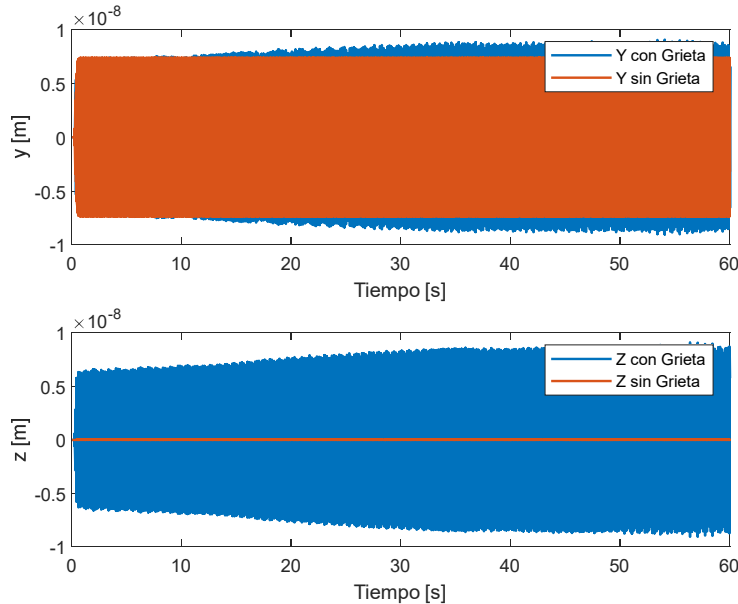


Fig. 5.15 Comportamiento del desbalance en cada eje de referencia

La figura 5.16 ilustra el comportamiento del desbalance en el plano de desbalance YZ, para el eje con presencia de grieta y sin presencia de grieta.

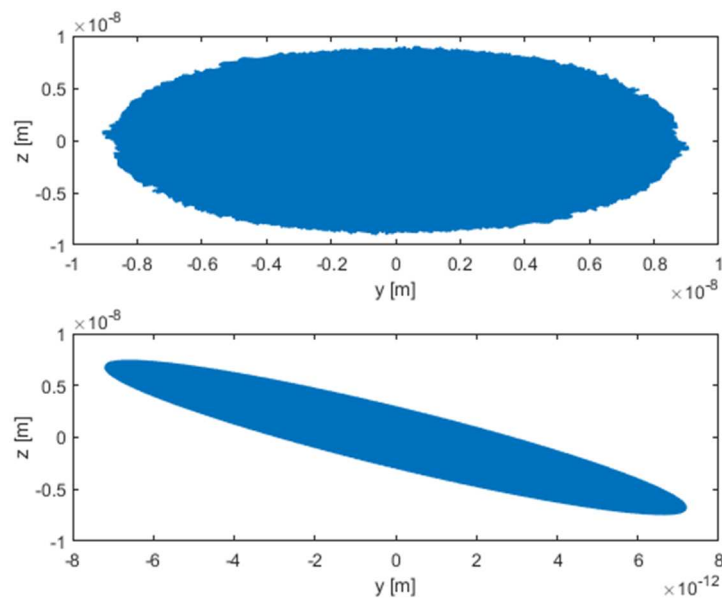


Fig. 5.16 Comportamiento de desbalance en el plano YZ, para modelo con presencia de grieta (superior) y sin presencia de grieta (inferior).

La figura 5.17 ilustra el comportamiento del torque eléctrico y la deflexión del eje del rotor con respecto al desbalance.

La figura 5.18 muestra el comportamiento de la corriente para cada uno de los ejes dq con presencia de grieta y sin presencia de grieta respectivamente.

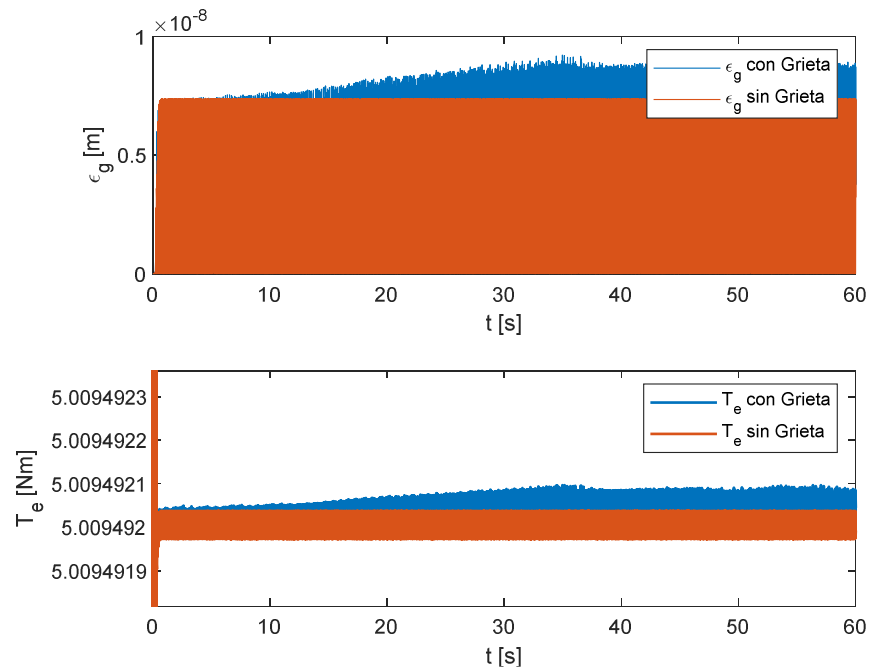


Fig. 5.17 Comportamiento de la deflexión (superior) y el torque (inferior)

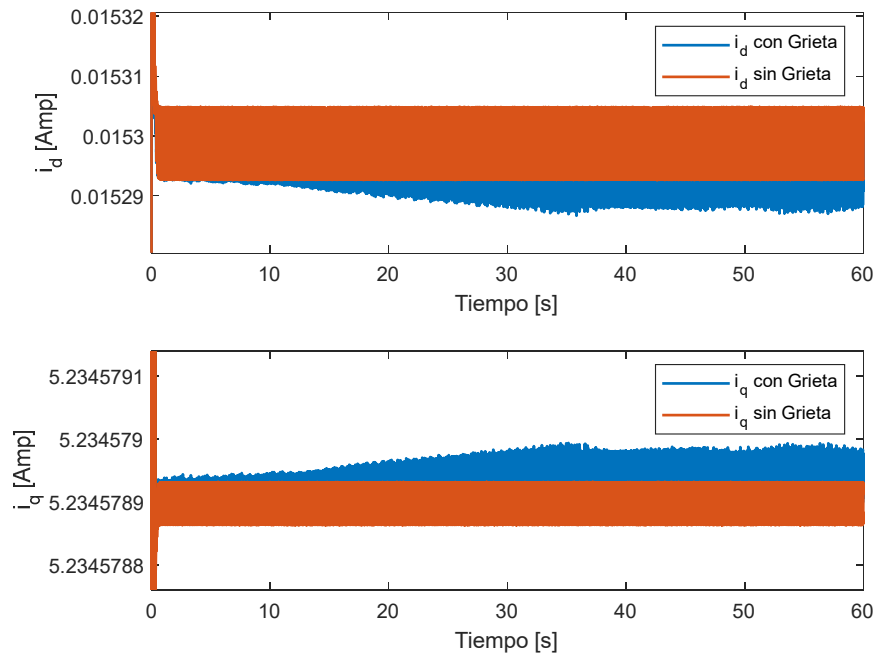


Fig. 5.18 Comportamiento de la corriente, eje d (superior), eje q (inferior)

6.4. Modelo de estimador de fallas basado en algoritmos genéticos

Los requerimientos actuales referentes al uso de energía, diseño de máquinas y la relación entre ambos procesos hace necesaria la existencia de etapas de detección condiciones fuera de comportamiento normal de operación que ayuden a corregir cualesquiera de las actividades fuera de comportamiento previsto de operación. Estas condiciones se llaman fallas y es importante detectarlas y aislarlas en las primeras etapas. La mayoría de las fallas tiene un comportamiento de manifestación paulatino y de tendencia creciente, lo cual hace posible su detección mediante la comparación con procesos sin presencia de las mismas mediante la evaluación de las señales de manera apropiada.

Existen diferentes métodos y formas de procesar las señales de tal manera que se puedan manifestar las presencias de las fallas. En la presente sección se hace uso de un método de búsqueda y optimización basado en algoritmos genéticos para la determinación de los parámetros internos del MSIP que mediante la utilización de las relaciones adecuadas, permita estimar las variaciones en los mismos y posteriormente, la presencia de fallas, en este caso grietas.

6.4.1. Propuesta de algoritmo de estimación de fallas

El estimador de fallas está basado en la propuesta descrita en la figura 5.19, donde se muestra el diagrama de flujo esquemático del proceso, el cual relaciona las operaciones desde la medición de información del MSIP hasta el procesamiento de la información y cálculo posterior de los coeficientes del sistema.

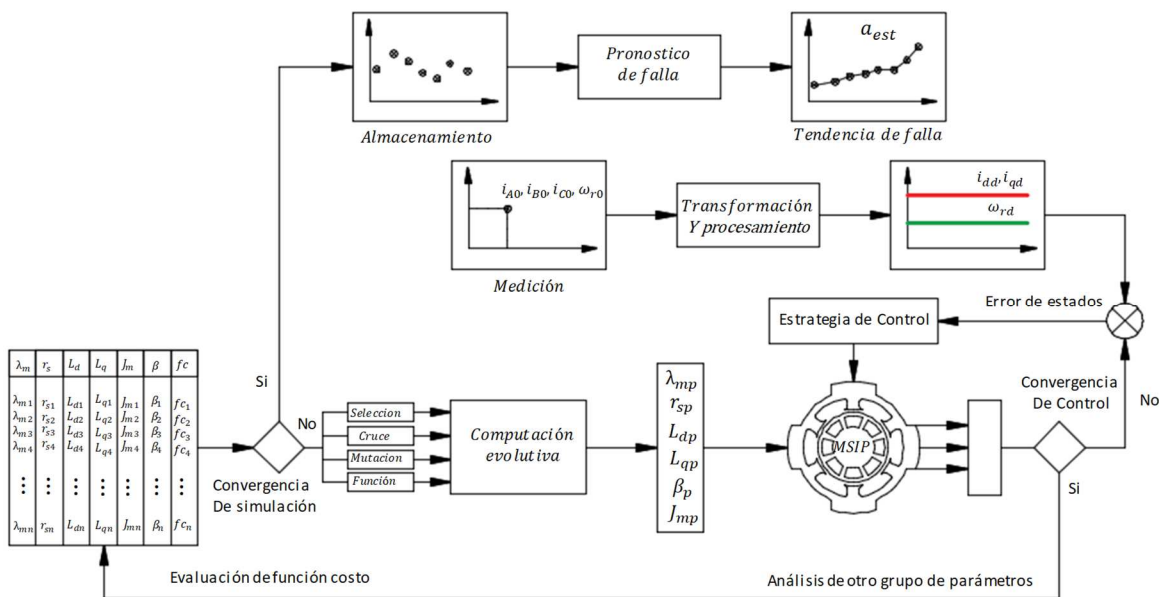


Fig. 5.19 Esquema de estimación de fallas basado en crecimiento de grietas aplicado al modelo del MSIP

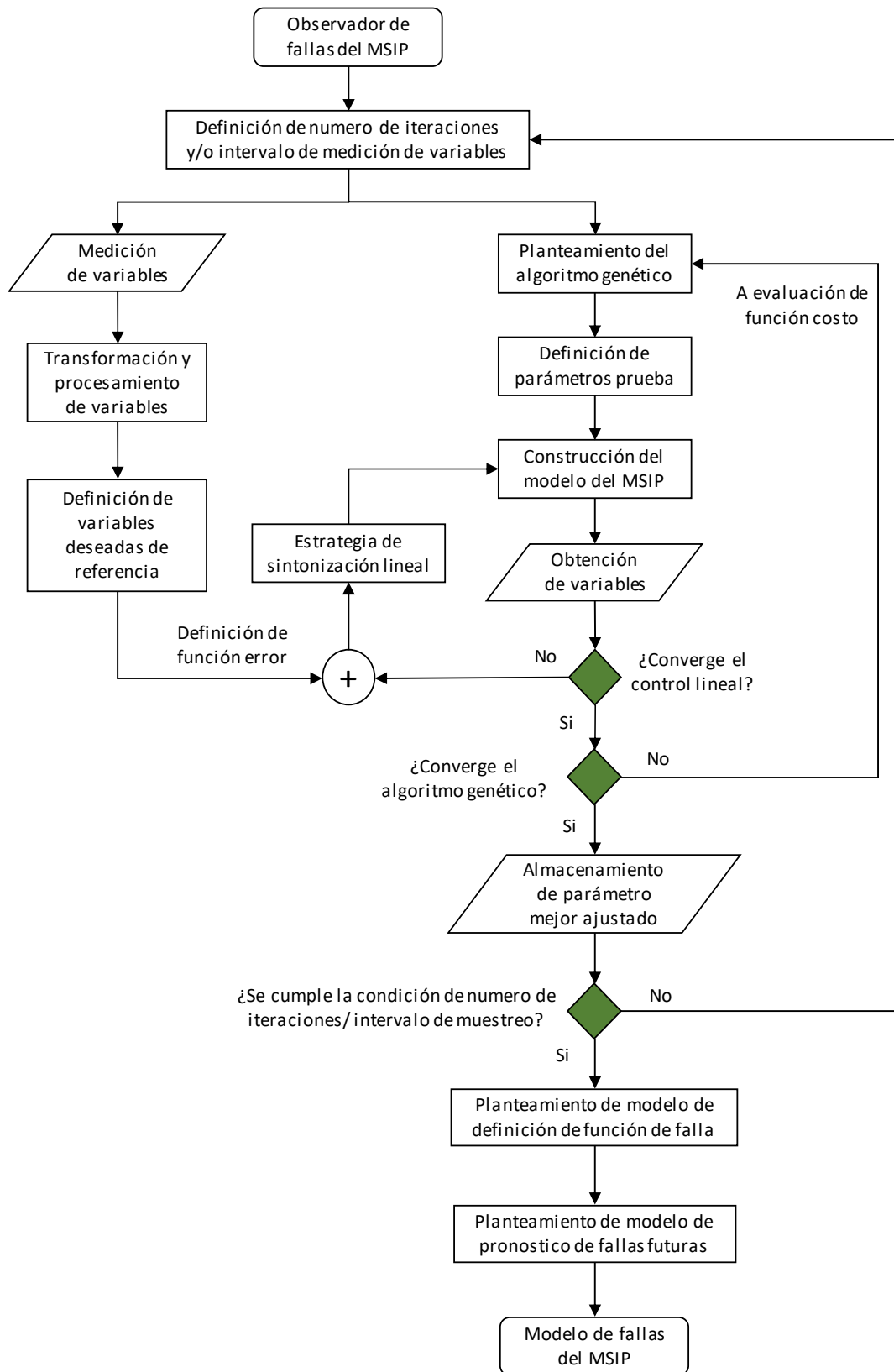


Fig. 5.20 Algoritmo propuesto de detección de fallas basado en crecimiento de grietas en el eje del rotor del MSIP

El funcionamiento del algoritmo de estimación de fallas es planteado en mayor detalle mediante la secuencia de pasos descrita en el diagrama de bloques de la figura 5.20, donde se puede observar la interacción entre las actividades y secuencias del algoritmo.

Con base en el algoritmo planteado se definen los procesos principales necesarios para llevar a cabo la búsqueda y estimación de fallas del MSIP:

1. Medición de parámetros del MSIP
2. Procesamiento de parámetros del MSIP
3. Búsqueda y optimización mediante AG
4. Estrategia de control lineal
5. Procesamiento de parámetros de falla

6.4.2. Medición de parámetros del MSIP

En la primera fase del algoritmo de estimación de fallas se debe de lograr medir las variables de salida del MSIP mediante la aplicación de sensores en el mismo. En el caso de estudio se definen las variables de salida como la corriente en cada fase y la velocidad angular, agrupadas en el vector de estados $x(t)$:

$$x(t) = [i_a \quad i_b \quad i_c \quad \omega_r]$$

Una vez definidas las variables y censadas las mismas, el punto clave de esta etapa a tratar es definir la estrategia de muestreo de datos, dado que con esta información se procederá a definir los parámetros del ciclo de análisis y finalización del algoritmo de estimación de fallas. El muestreo es una de las partes del proceso de digitalización de las señales. Consiste en tomar muestras de una señal analógica a una frecuencia o tasa de muestreo constante, para cuantificarlas posteriormente, el tiempo de muestreo debe ser tal que permita el procesamiento de la información y obtener datos lo suficientemente espaciados unos con otros de tal manera que permitan visualizar las variaciones en los parámetros del MSIP.

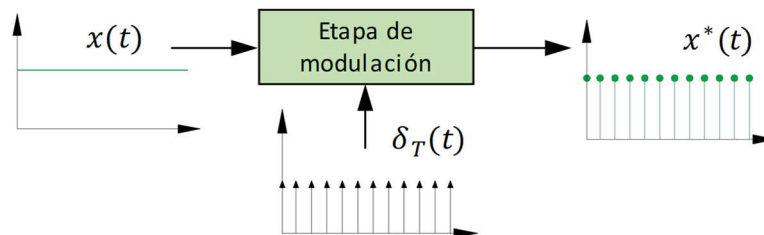


Fig. 5.21 Etapa de muestreo de medición de estados del MSIP

El muestreador clásico del proceso es definido mediante el muestreo de impulsos donde la salida de este muestreador se considera como un tren de pulsos en $t = 0$, con periodo de muestreo T y la magnitud de cada impulso igual al valor muestreado de la señal de tiempo continuo en el instante correspondiente, la figura 5.21 ilustra el caso descrito.

La salida muestreada es una secuencia de impulsos con magnitud igual al valor de la señal $x(t)$ en el instante de tiempo correspondiente.

$$x = kT$$

La señal muestreada $x^*(t)$ se representa mediante la sumatoria:

$$x^*(t) = \sum_{k=0}^n x(kT)\delta(t - kT)$$

El tren de pulsos unitarios es:

$$\delta_T(t) = \delta(t - kT)$$

La salida del muestreador es el producto de la señal en tiempo continuo por el tren de impulsos unitarios. El muestreador se considera como un modulador con la entrada $x(t)$ como señal moduladora y el tren de pulsos como señal portadora.

De tal forma que a la salida del muestreador planteado se tiene el vector de valores discretos:

$$x^*(t) = [i_a^* \quad i_b^* \quad i_c^* \quad \omega_r^*]$$

6.4.3. Procesamiento de parámetros del MSIP

Cada caso de muestreo es procesado por el algoritmo, para el posterior análisis y determinación de estados asociados a ese tipo de respuesta en variables.

El primer paso es transformar las señales de corriente en el sistema de referencia abc al sistema de referencia dq por simplicidad de modelo mediante las transformaciones de Clark y Park definidas como:

$$\begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\text{sen}(\theta_r) & -\text{sen}\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & -\text{sen}\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix}$$

A partir de la definición de corrientes en el sistema de referencia dq se plantea definir los valores deseados del sistema a analizar para todo el proceso de búsqueda, de la forma:

$$\begin{bmatrix} i_{dd} \\ i_{qd} \\ \omega_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \\ \omega_r^* \end{bmatrix}$$

6.4.4. Estrategia de sintonización lineal del MSIP

El modelo dinámico del MSIP planteado para estimar los parámetros constitutivos del mismo toma la forma lineal definida por:

$$\begin{aligned}\frac{di_d}{dt} &= -\frac{k_1}{L_{dd}}i_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{k_1}{L_{qd}}i_q - \frac{k_2}{L_{qd}}\omega_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{3P^2k_2}{4k_3}i_q - \frac{P\beta}{2k_3}\omega_r - \frac{P}{2k_3}T_l\end{aligned}$$

Donde los coeficientes a estimar en el MSIP son definidos como:

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s \\ \lambda_m \\ J_m \end{bmatrix}$$

Por simplicidad se plantea que las inductancias estimadas en los ejes dq (L_{dd}, L_{qd}) son iguales dado que existe simetría magnética en los ejes, por lo tanto [Ref]:

$$L_{dd} = L_{qd}$$

Las cuales cumplen la relación del enlace de flujo a la corriente de armadura, lo que lleva a:

$$\begin{aligned}L_{dd} &= \frac{\lambda_m}{C_{car}i_d} \\ L_{qd} &= \frac{\lambda_m}{i_q}\end{aligned}$$

Los errores definidos para cada una de las variables de interés son planteados como:

$$\begin{aligned}e_{i_d} &= i_{dd} - i_d \\ e_{i_q} &= i_{qd} - i_q \\ e_{\omega_r} &= \omega_{rd} - \omega_r\end{aligned}$$

Se plantea un esquema de regulación basado en dos controladores. Para la variable no acoplada i_d se define un regulador PID, para las variables acopladas i_q, ω_r se define un regulador en variable de estados. La figura 5.22 implica el esquema de regulación propuesto para cada una de las variables muestreadas.

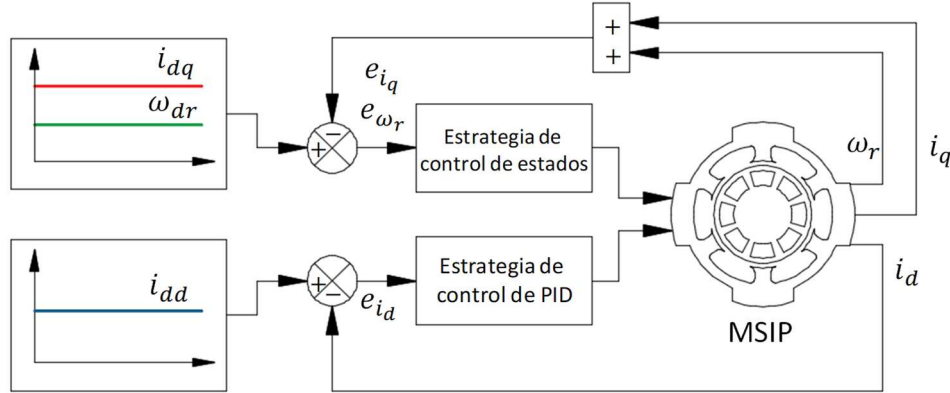


Fig. 5.22 Esquemas de regulación del MSIP

Los estructura de la función de transferencia en lazo abierto a partir del lazo cerrado para la regulación del estado i_d es:

$$\frac{I_d(s)}{R(s)} = \frac{k_2 \left\{ s^2 (k_d k_p) + s k_p + \left(\frac{k_p}{k_i} \right) \right\}}{s^2 (k_d k_p L_{dd} + L_{dd}) + s (L_{dd} k_p + k_1) + \left(\frac{L_{dd} k_p}{k_i} \right)}$$

La dinámica deseada de respuesta de comparación se define a partir de la respuesta escalón subamortiguada definida por:

1. Máximo sobrepaso con respecto a la amplitud final (M_p):

$$M_p = \exp \left[\frac{-\zeta \pi}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \right] = 0.1 \text{ segundos}$$

2. Tiempo de asentamiento deseado (T_a) al 2% en segundos de:

$$T_a = \frac{4}{\zeta \omega_{nd}} = 2 \text{ segundos}$$

De donde se obtiene:

$$\zeta = 0.5911$$

$$\omega_{nd} = 3.3832$$

La dinámica deseada toma la estructura definida por:

$$G_d(s) = \frac{\omega_{nd}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{nd}s + \omega_{nd}^2} = \frac{11.4460}{s^2 + 4s + 11.4460}$$

Igualando denominadores de las funciones de transferencia se tiene:

$$s^2(k_d k_p L_{dd} + L_{dd}) + s(L_{dd} k_p + k_1) + \left(\frac{L_{dd} k_p}{k_i}\right) = s^2 + 4s + 11.4460$$

El valor de las ganancias (k_p, k_i, k_d) a calcular se obtiene a partir de:

$$k_p = \frac{4 - k_1}{L_{dd}}$$

$$k_i = \frac{L_{dd} k_p}{11.4460}$$

$$k_d = \frac{1 - L_{dd}}{k_p L_{dd}}$$

Donde se observa que la elección de las ganancias del regulador PID dependerá del valor de la estructura de la dinámica deseada y los valores de los coeficientes (k_1, k_2) generados a partir del algoritmo genético.

La estrategia de regulación basada en realimentación de estados implica el modelo de las variables i_q, ω_r definido por:

$$X = \begin{bmatrix} i_q \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{k_1}{L_{qd}} & -\frac{k_2}{L_{qd}} \\ \frac{3P^2 k_2}{4k_3} & -\frac{P\beta}{2k_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ L_{qd} \\ 0 \end{bmatrix} U_q + \begin{bmatrix} 0 \\ P \\ -\frac{1}{2k_3} \end{bmatrix} T_l$$

Donde la función de control U_q toma la estructura:

$$U_q = -(k_{e1} i_q + k_{e2} \omega_r)$$

El proceso de sintonización mediante la asignación de polos para los estados i_q, ω_r es desarrollado mediante la fórmula de Ackermann por medio de la ecuación característica a partir del polinomio de la dinámica deseada.

En este caso, para el valor de la velocidad angular deseada ω_{rd} definida mediante el proceso de muestreo y de forma:

$$\dot{\omega}_{rd} + c_{\omega_r} \omega_{rd} = b_1$$

Donde la respuesta de la velocidad deseada toma la estructura:

$$\omega_{rd}(t) = \frac{b_1}{c_{\omega_r}} (1 - e^{-c_{\omega_r} t})$$

Para determinar los valores de los coeficientes se parte del criterio del valor deseado en amplitud cuando se está al 63.2% del mismo, lo cual implicará un tiempo de asentamiento:

$$t_l = \frac{1}{c_{\omega_r}} \quad \text{para } c_{\omega_r} \leq 0$$

Se toman los valores definidos en el capítulo 4 sobre el coeficiente $c_{\omega_r} = 1500.5$ que implica un tiempo de asentamiento de $t_l = 6.665e - 4$ segundos tanto para la velocidad ω_{rd} como para la corriente i_{qd} . Lo cual implica un sistema con dinámica deseada, en estado libre, definida por:

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_{rd} \\ \dot{i}_{qd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{\omega_r} & 0 \\ 0 & c_{\omega_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{rd} \\ i_{qd} \end{bmatrix}$$

El polinomio deseado de estados toma la estructura:

$$\Delta_d(s) = \text{delt} \begin{bmatrix} s - c_{\omega_r} & 0 \\ 0 & s - c_{\omega_r} \end{bmatrix} = (s - c_{\omega_r})^2 = s^2 - 2c_{\omega_r}s + c_{\omega_r}^2$$

Las ganancias del sistema toman la forma:

$$[k_{e1} \quad k_{e2}] = [0 \quad 1]C^{-1}\Delta_d(A)$$

Donde:

$$\begin{aligned} \Delta_d(s) &= \begin{bmatrix} -\frac{k_1}{L_{qd}} & -\frac{k_2}{L_{qd}} \\ \frac{3P^2k_2}{4k_3} & -\frac{P\beta}{2k_3} \end{bmatrix} - 2c_{\omega_r} \begin{bmatrix} -\frac{k_1}{L_{qd}} & -\frac{k_2}{L_{qd}} \\ \frac{3P^2k_2}{4k_3} & -\frac{P\beta}{2k_3} \end{bmatrix} + c_{\omega_r}^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \Delta_d(s) &= \begin{bmatrix} \frac{-3L_{qd}k_3P^2k_2^2 + 4k_1^2}{4L_{qd}^2} & \frac{k_5(2k_1 + P\beta L_{qd}k_3)}{2L_{qd}^2} \\ \frac{-3P^2k_2k_3(2k_1k_3 + P\beta L_{qd})}{8L_{qd}k_3^2} & \frac{P^2k_3(L_{qd}\beta^2 - 3k_3k_2^2)}{4L_{qd}^2k_3^2} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{2c_{\omega_r}k_1}{L_{qd}} & \frac{2c_{\omega_r}k_2}{L_{qd}} \\ \frac{-6c_{\omega_r}P^2k_2}{4k_3} & \frac{c_{\omega_r}P\beta}{k_3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_{\omega_r}^2 & 0 \\ 0 & c_{\omega_r}^2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\Delta_d(s) = \begin{bmatrix} E_{11} & E_{12} \\ E_{21} & E_{22} \end{bmatrix}$$

Donde:

$$E_{11} = \frac{-3L_{qd}k_3P^2k_2^2 + 4k_1^2 + 8c_{\omega_r}k_1L_{qd} + 4L_{qd}^2c_{\omega_r}^2}{4L_{qd}^2}$$

$$E_{12} = \frac{k_2(2k_1 + P\beta L_{qd}k_3) + 4c_{\omega_r}L_{qd}k_2}{2k_3^2}$$

$$E_{21} = \frac{-3P^2k_2k_3(2k_1k_3 + P\beta L_{qd}) - 12c_{\omega_r}P^2L_{qd}k_2k_3}{8L_{qd}k_3^2}$$

$$E_{22} = \frac{P^2k_3(L_{qd}\beta^2 - 3k_3k_2^2) + 4c_{\omega_r}P\beta k_3L_{qd}^2 + 4c_{\omega_r}^2L_{qd}^2k_3^2}{4L_{qd}^2k_3^2}$$

La matriz C^{-1} toma la forma:

$$C^{-1} = [B \quad AB]^{-1} = \begin{bmatrix} L_{qd} & \frac{4k_1}{3P^2k_2k_3} \\ 0 & \frac{4L_{qd}}{3P^2k_2k_3} \end{bmatrix}$$

Bajo lo cual se tienen las ganancias de la forma:

$$\begin{bmatrix} k_{e1} \\ k_{e2} \end{bmatrix}^T = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} L_{qd} & \frac{4k_1}{3P^2k_2k_3} \\ 0 & \frac{4L_{qd}}{3P^2k_2k_3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{11} & E_{12} \\ E_{21} & E_{22} \end{bmatrix}$$

Lo cual implica finalmente las ganancias en función de los parámetros definidas por:

$$k_{e1} = \frac{-2k_1k_3 + P\beta L_{qd} + 4c_{\omega_r}L_{qd}k_3}{2k_3}$$

$$k_{e2} = \frac{P^2L_{qd}\beta^2 - 3P^2k_2^2k_3 + 4c_{\omega_r}P\beta L_{qd}k_3 + 4c_{\omega_r}^2L_{qd}k_3^2}{3P^2k_2k_3}$$

6.4.5. Estimador del par de carga

El par de carga es desconocido y difícil de medir, por lo tanto, se plantea un estimador en el modelo de análisis, descrito a partir de [ref. 4.3]:

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \frac{3P^2\lambda_m}{4J}i_q - \frac{\hat{T}_l}{2J} + e_{\omega_r}\rho_1$$

$$\frac{d\hat{T}_l}{dt} = e_{\omega_r}\rho_2$$

El sistema de ecuaciones (anterior) se puede considerar como autónomo lineal asintóticamente estable bajo una elección adecuada de valores ρ_1 y ρ_2 , Con lo cual el error del estimador decrece exponencialmente tendiendo a cero en un tiempo acotado. Para este caso los valores de los parámetros tomados son:

$$[\rho_1 \quad \rho_2] = [850 \quad -7]$$

6.4.6. Búsqueda y optimización mediante AG

El algoritmo de búsqueda y estimación de parámetros es planteado a partir de algoritmos genéticos, presentados en el capítulo 5.

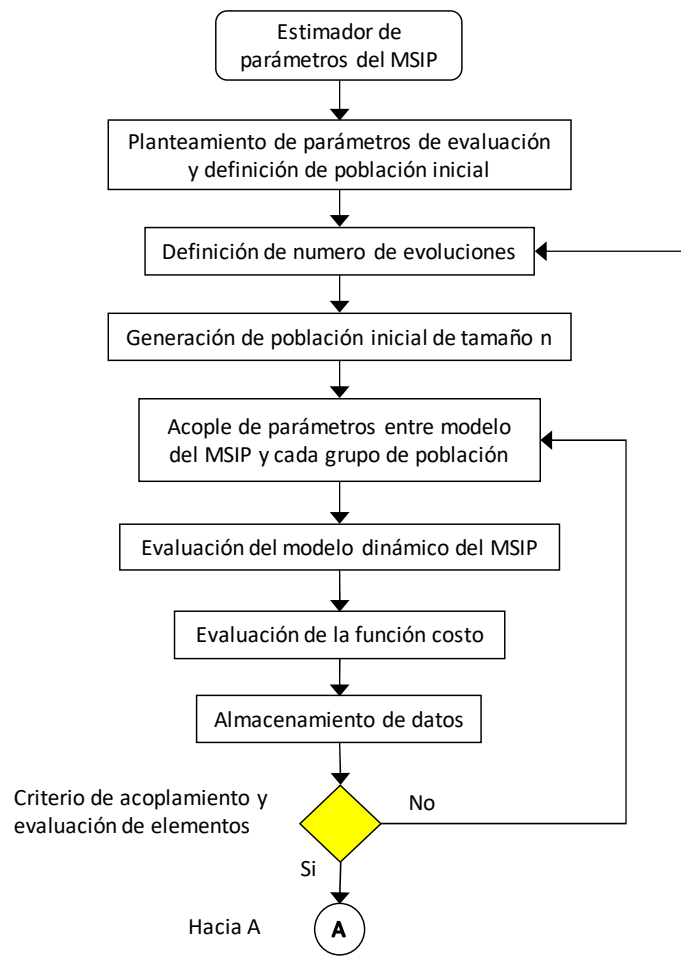


Fig. 5.23 Algoritmo de estimación de parámetros

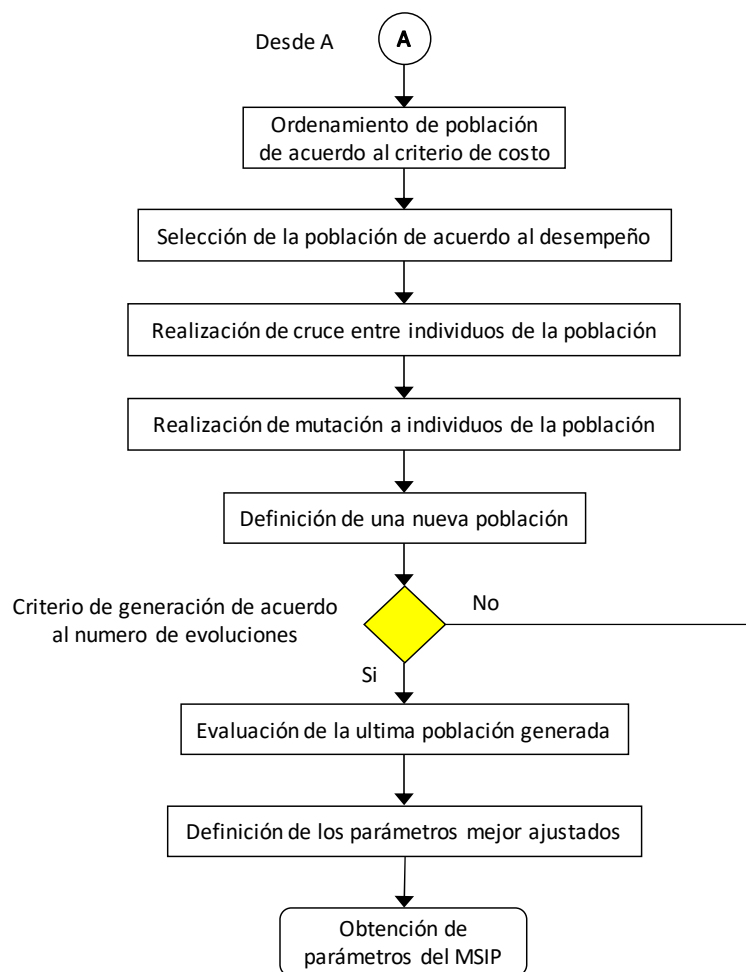


Fig. 5.24 Algoritmo de estimación de parámetros (Continuación)

La estructura propuesta para el proceso de estimación de los parámetros del MSIP es definida mediante los pasos mostrados en las figuras 5.23 y 5.24. El proceso de estimación toma en consideración las entradas muestreadas y el proceso de ajuste y optimización definida por el algoritmo genético, así como el proceso de sintonización lineal planteado. La función costo es definida a partir del error entre trayectoria deseada, obtenida mediante el proceso de muestreo y la trayectoria calculada, obtenida a partir de la evaluación de los parámetros:

$$e_i = \sqrt{(i_{d_i} - i_{dd})^2 + (i_{q_i} - i_{qd})^2 + (\omega_{r_i} - \omega_{rd})^2}$$

6.4.7. Modelo predictivo de grieta

Una vez planteada la estimación de parámetros, se analiza el posible proceso de degradación futuro del MSIP mediante el procesamiento de los datos. El análisis propuesto se basa en la hipótesis de que la falla en el MSIP es causada por una grieta presente en el rotor del MSIP.

El primer paso en el proceso buscado es el almacenamiento de los parámetros de forma secuencial y correspondiente a cada periodo de muestreo presentado. La figura 5.25 ilustra el proceso descrito, donde se espera que si existe presencia de grieta, los parámetros estimados tengan un comportamiento creciente o decreciente no estacionario.

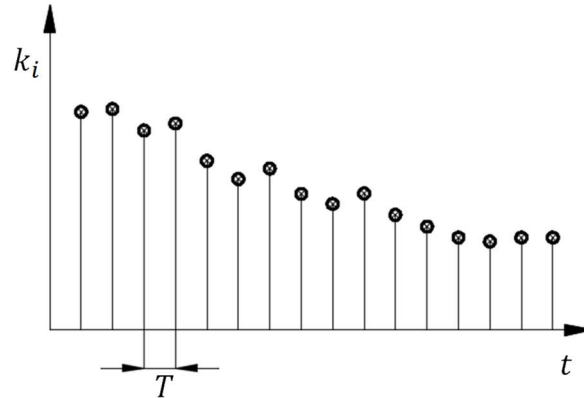


Fig. 5.25 Estimación de parámetros para diferentes tiempos muestreados

A partir de los parámetros estimados se calcula el comportamiento de la energía potencial de almacenamiento del MSIP. De acuerdo a la degradación presente en los parámetros del sistema, esta energía se comporta de manera decreciente. La figura 5.26 ilustra el comportamiento esperado.

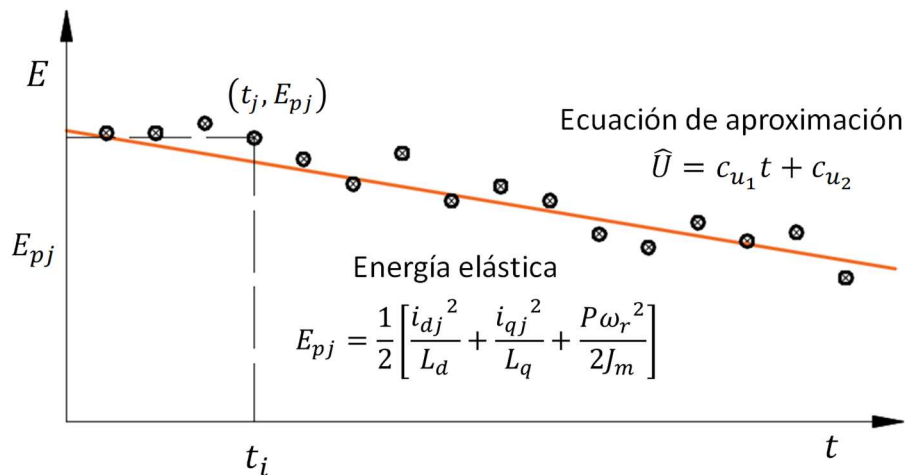


Fig. 5.26 Comportamiento energético del sistema

La energía potencial de almacenamiento del MSIP para cada valor de muestreo toma la forma:

$$E_{pj} = \frac{1}{2} \left[\frac{i_{dj}^2}{L_{dd}} + \frac{i_{qj}^2}{L_{qd}} + \frac{P}{2J_m} \omega_r^2 \right] \text{ para } j \in N = 1, 2, 3, \dots$$

A partir de toda la sucesión de datos obtenidos por el proceso de muestreo:

$$E_p = \{E_{pj}\} \text{ para } j \in N = 1, 2, 3, \dots$$

Mediante el análisis de regresión lineal se propone una estimación del modelo de variación de la tasa de energía del MSIP definida como:

$$\hat{U} = c_{u_1} t + c_{u_2}$$

Donde:

$$\frac{d\hat{U}}{dt} = c_{u_1} = G$$

El modelo predictivo de degradación es propuesto a partir de la formulación energética de la mecánica de fractura de Griffin, el cual consiste en comparar la energía disponible para la propagación de una grieta en la estructura, con la energía necesaria para producir su agrietamiento.

La energía disponible para el avance de la grieta por unidad de área se denomina tasa de liberación de energía (G) y la energía necesaria para el agrietamiento se denomina tasa crítica de liberación de energía o energía de agrietamiento (G_{IC}), definida a partir de la energía específica de superficie necesaria para romper los enlaces moleculares entre los elementos del material sólido del eje del rotor del MSIP.

El aspecto fundamental de la mecánica de fractura es poder definir si una grieta existente en un material de cierta estructura permanecerá estable o si por el contrario se prolongará bajo ciertas condiciones de tensión. Para poder predecir este comportamiento se utiliza el enfoque de balance de energía. Cuando la grieta comienza a incrementar su longitud, entra en un estado de equilibrio inestable bajo las tensiones aplicadas y el sistema mecánico transfiere energía de la zona no fracturada a la zona fracturada, a través de un proceso de conversión de energía elástica en energía de superficie. Esta equivalencia de energía se expresa matemáticamente como [Arana]:

$$\frac{dU}{da} = G_{IC}$$

Definiendo a partir de la relación de Griffin, para el caso de una grieta propagada en una sola punta, como es el caso propuesto, donde la grieta se propaga tangencialmente a la superficie al eje del rotor de estudio, se tiene:

$$\frac{dU}{da} = \frac{\pi \tau_c^2 a}{E}$$

El criterio de fractura es el siguiente:

1. Si $\frac{dU}{dt} < G_{IC}$ entonces $da = 0$, no hay extensión de grieta. (El sistema es estable).
2. Si $\frac{dU}{dt} = G_{IC}$ entonces $da \geq 0$, posible extensión cuasi estática de la grieta.
3. Si $\frac{dU}{dt} > G_{IC}$ entonces $da > 0$, crecimiento dinámico de la grieta (inestable).

A partir de las mediciones y estimaciones realizadas se observa que la energía potencial de almacenamiento del MSIP presenta un incremento debido a la variación de los estados de la misma (i_d, i_q, ω_r) , por lo tanto se supone comenzado el proceso de degradación y crecimiento de grieta debido en parte al fenómeno de fatiga, a lo mucho este proceso es cuasi estático.

Del análisis del material de fabricación del rotor se sabe que el esfuerzo último cortante (τ_c) para que el material falle debe de ser constante. La figura 5.27 ilustra el comportamiento del esfuerzo en función del tamaño de grieta tomado de la fórmula de Griffin.

La relación entre ambas variables es:

$$\tau_c = \sqrt{\frac{E}{\pi a_c} \frac{dU}{da}}$$

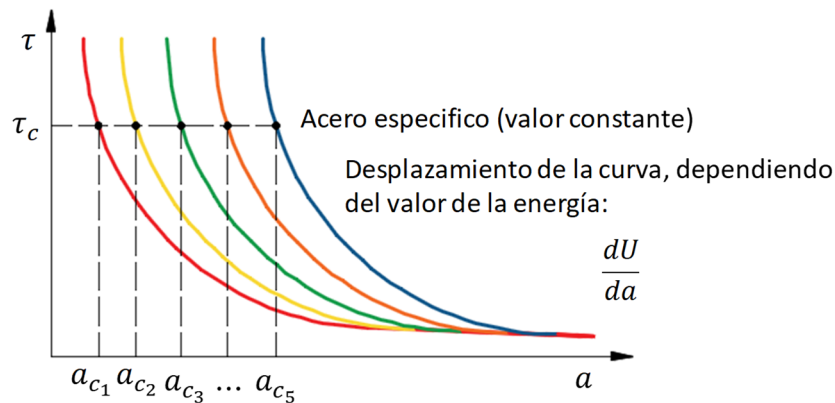


Fig. 5.27 Comportamiento del tamaño de grieta crítica respecto a la variación de energía

Se observa que, al ser constante el esfuerzo cortante de fractura y el módulo de elasticidad, el parámetro que permite el desplazamiento sobre el eje del tamaño de grieta es la energía potencial de almacenamiento disponible para el crecimiento de la grieta, es por ello que lleva el signo negativo, dado que la misma depende de las condiciones de carga aplicadas al MSIP. De tal modo que el tamaño de grieta presente en el eje es función de la energía potencial de almacenamiento del sistema de la forma:

$$a = - \left(\frac{E}{\pi \tau_c^2} \right) \frac{dU}{da}$$

Agrupando variables similares se tiene:

$$ada = -\left(\frac{E}{\pi\tau_c^2}\right)dU$$

Donde el diferencial de la energía potencial de almacenamiento toma la estructura estimada a partir de la variación de energía:

$$dU \rightarrow d\hat{U} = c_{u_1} dt$$

Integrando ambos extremos de la ecuación anterior se tiene:

$$\int_{a_0}^a ada = -\left(\frac{E}{\pi\tau_c^2}\right) \int_{\hat{U}_0}^{\hat{U}} d\hat{U}$$

Lo cual implica:

$$\int_{a_0}^a ada = -\left(\frac{E}{\pi\tau_c^2}\right) \int_0^t c_{u_1} dt$$

Para un tamaño de grieta inicial igual a cero se tiene el modelo propuesto:

$$\frac{a^2}{2} = -\left(\frac{E}{\pi\tau_c^2}\right)(c_{u_1}t + c_{u_2})$$

Esto implica finalmente:

$$a = \sqrt{-(c_{u_1}t + c_{u_2})\left(\frac{2E}{\pi\tau_c^2}\right)}$$

El modelo estimado de crecimiento de la grieta basado en las condiciones muestreadas de variación de variables y bajo las estimaciones de los parámetros del MSIP mediante el uso de algoritmos genéticos.

6.4.8. Estimación de parámetros

Una vez planteado el modelo de estimación, se muestran el resultado del proceso a través de la programación del algoritmo cuyo código es presentado en el anexo (**num**). El espacio de búsqueda de solución para cada una de las constantes k_1, k_2, k_3 es:

$$k_1 = [0,10]$$

$$k_2 = [0,2]$$

$$k_3 = [0,0.1]$$

La figura 5.28 ilustra el proceso de búsqueda de parámetros bajo los elementos planteados mientras en la figura 5.29 se ilustran los mejores resultados del proceso de iteración de búsqueda.

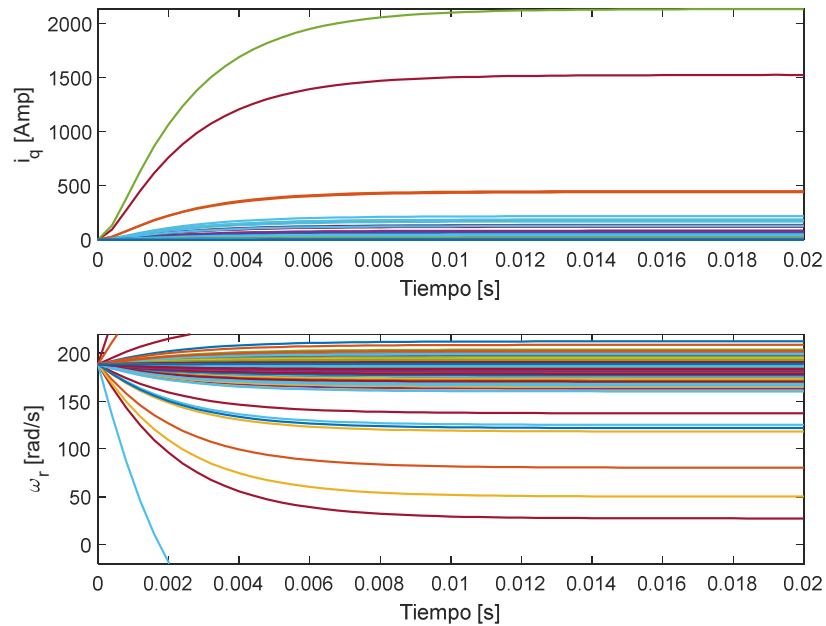


Fig. 5.28 Evolución dinámica del proceso de estimación de parámetros

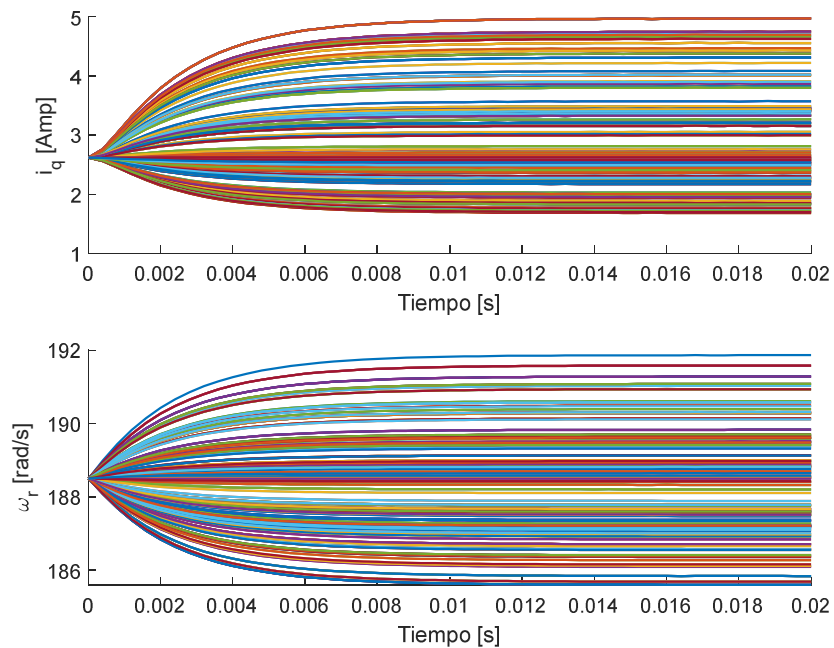


Fig. 5.29 Mejores resultados del proceso de estimación de parámetros

La figura 5.30 ilustra el resultado final del proceso de búsqueda de parámetros. Se observa que el error entre el vector de estados muestreado y el calculado con el algoritmo de búsqueda es mínimo.

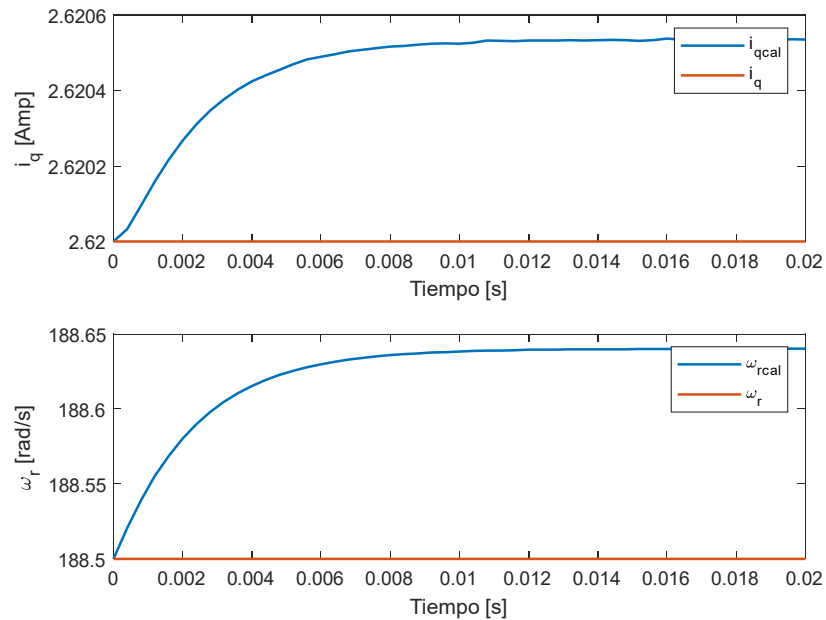


Fig. 5.30 Mejor resultado en la estimación de parámetros

Los parámetros para realizar la búsqueda de coeficientes del modelo del MSIP mediante algoritmo genético son:

$$\begin{aligned}
 \text{No. de individuos} &= 400 \\
 \text{No. de ganancias} &= 3 \\
 \text{No. evoluciones} &= 5 \\
 \text{Porcentaje de mutacion} &= 10 \% \\
 \text{Tiempo final} &= 0.02 \text{ s}
 \end{aligned}$$

La tendencia de evolución en la estabilización de la estimación de los parámetros se observa en las figura 5.31 y 5.32, conforme el algoritmo evoluciona tiende a estacionarse en los valores que tomara al final de la evolución.

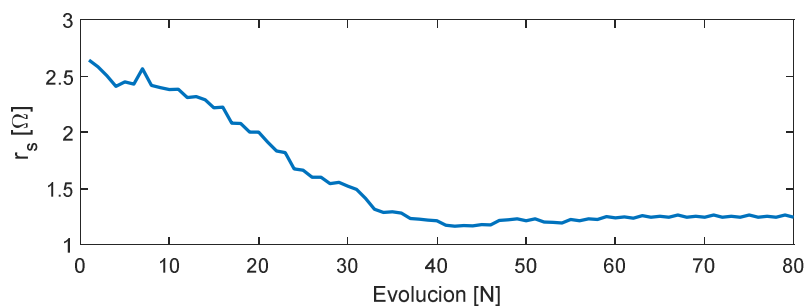


Fig. 5.31 Comportamiento de la resistencia durante el proceso de búsqueda

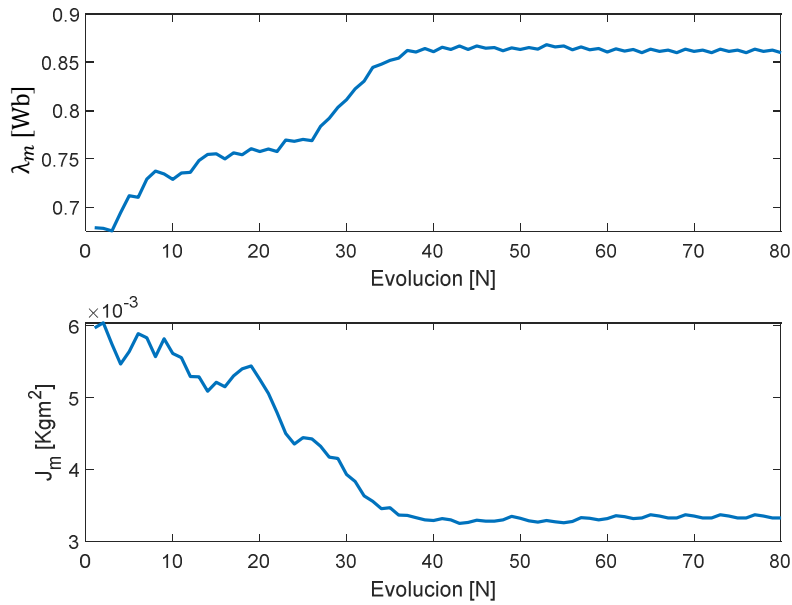


Fig. 5.32 Evolución en la tendencia de búsqueda de parámetros: flujo magnético (arriba), Inercia rotacional (abajo)

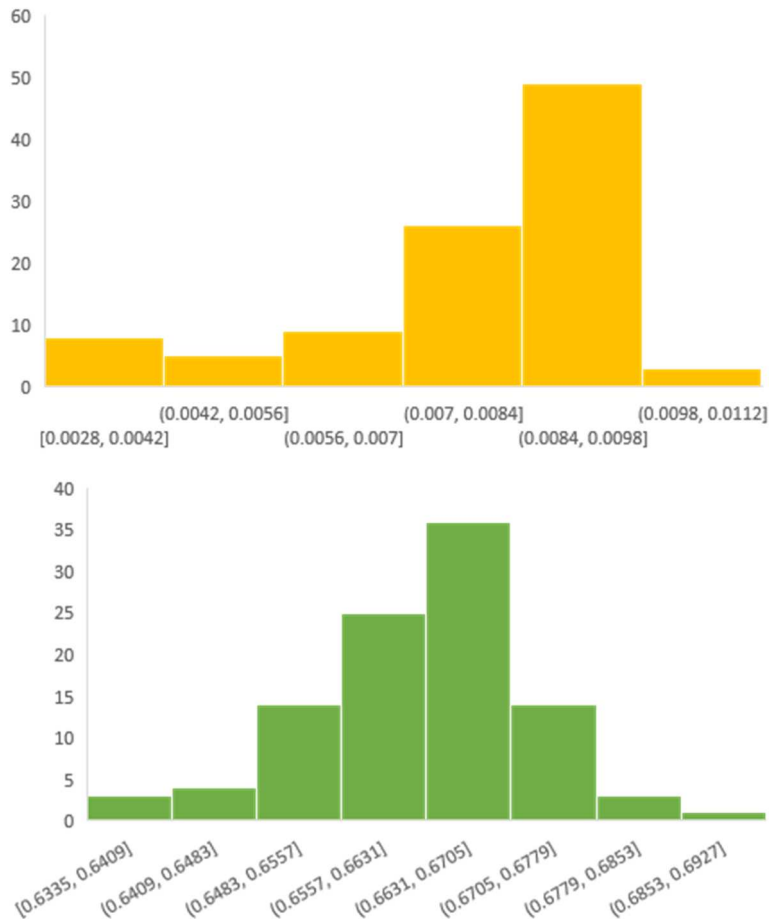


Fig. 5.33 Comportamiento estadístico tendencial de parámetros: resistencia (arriba), flujo magnético (abajo)

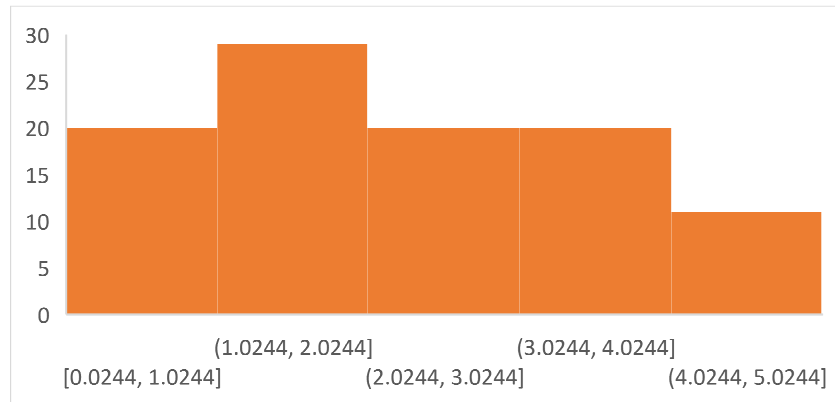


Fig. 5.34 Comportamiento estadístico tendencial del parámetro Inercia rotacional

En las figuras 5.33 y 5.34 se muestra la distribución de los valores estimados de los parámetros estimados para cien iteraciones. Se observa que conforme el número de iteraciones aumenta, estos tienden a tomar un comportamiento centralizado de media:

$$\begin{bmatrix} \bar{r}_s \\ \bar{\lambda}_m \\ \bar{J}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2.269 \\ 0.663 \\ 0.0079 \end{bmatrix}$$

6.4.9. Pronóstico de crecimiento de grieta

Tomando un tiempo de muestreo de 10 segundos se analiza el comportamiento del tamaño de grieta presente en el eje del rotor cuando se presentan variaciones en la corriente suministrada al sistema como la mostrada en la figura 5.35.

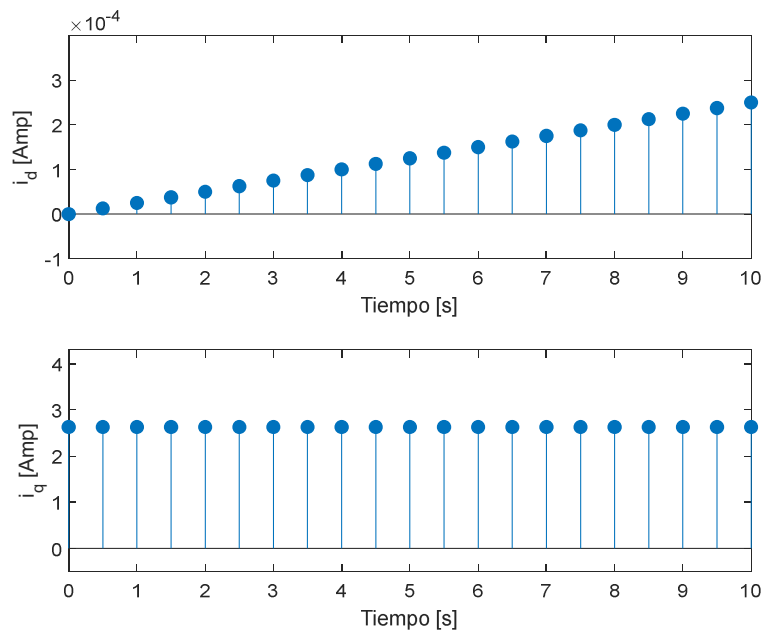


Fig. 5.35 Tendencia en el consumo de corriente muestreado

Bajo estos datos se procede a aplicar el algoritmo de estimación para pronosticar las dinámicas de parámetros y de energía potencial de almacenamiento del sistema. La figura 5.36 muestra el comportamiento de la energía para los periodos muestreados.

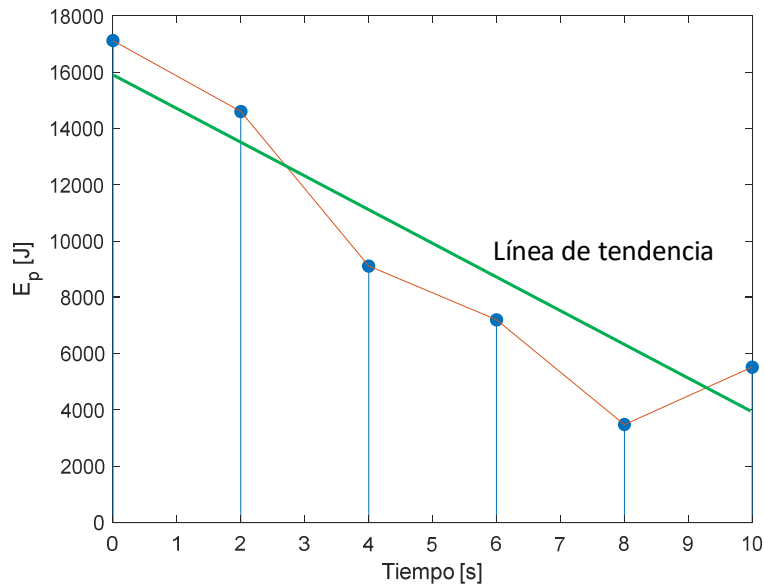


Fig. 5.36 Tendencia estimada del comportamiento en el consumo de energía potencial

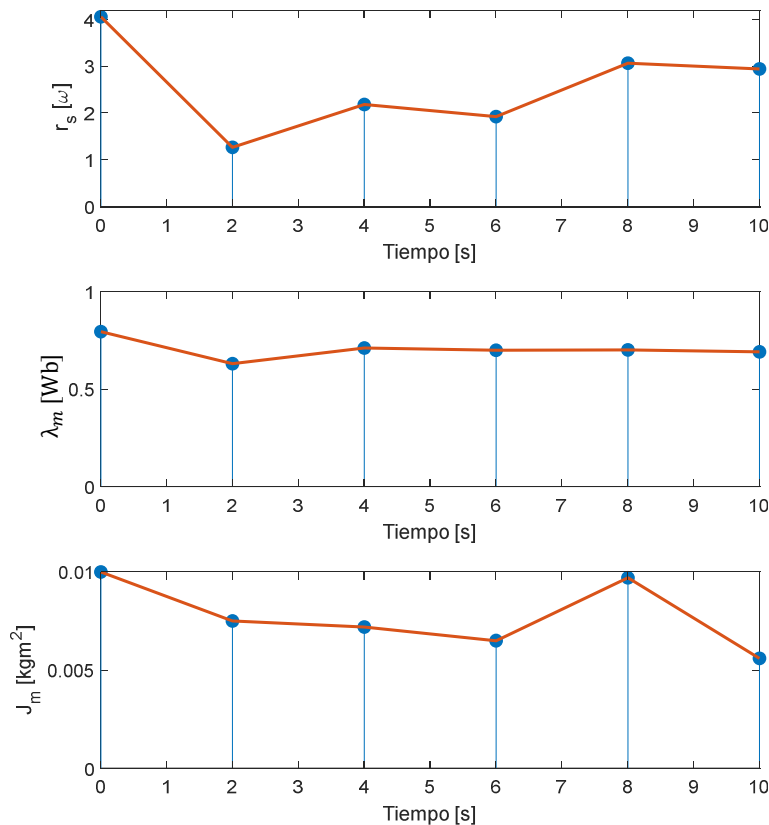


Fig. 5.37 Tendencia en el comportamiento dinámico de parámetros estimados: resistencia (arriba), flujo magnético (centro), inercia rotacional (abajo)

La figura 5.37 muestra el comportamiento de los parámetros del MSIP estimados bajo la variación de corriente.

Se observa que la energía de almacenamiento tiende a disminuir conforme la corriente consumida por el MSIP aumenta, esto implica, de acuerdo a la teoría de fractura que esta energía de pérdida está disponible para hacer crecer la grieta en el eje.

A partir de los datos muestreados se calcula la recta de regresión estimada del comportamiento de la energía potencial de almacenamiento del sistema. Los parámetros del modelo son:

$$\begin{aligned}c_{u_1} &= -1.3324e3 \\c_{u_2} &= 1.6167e4\end{aligned}$$

Los parámetros de resistencia del material del eje del rotor son:

$$\begin{aligned}E &= 219 \times 10^9 \text{ [N/m}^2\text{]} \\ \tau_c &= 95 \times 10^6 \text{ [N/m}^2\text{]}\end{aligned}$$

Bajo lo cual el modelo de comportamiento estimado de la variación de la grieta, con la energía disponible para el crecimiento de la misma, definida como la negativa de la energía potencial de almacenamiento en el eje del rotor del MSIP toma la estructura:

$$a = \sqrt{\left[\frac{(2)(219 \times 10^9)}{\pi(95 \times 10^6)^2} \right] [(1.3324e3)t - 1.6167e4]}$$

El comportamiento de la grieta en el rotor se observa en la figura 5.38 donde se muestra que, a partir de 12 segundos la grieta empieza a crecer en el rotor de manera exponencial, esto ocurre dado que en ese tiempo alcanza su tamaño crítico y se producirá posteriormente la fractura.

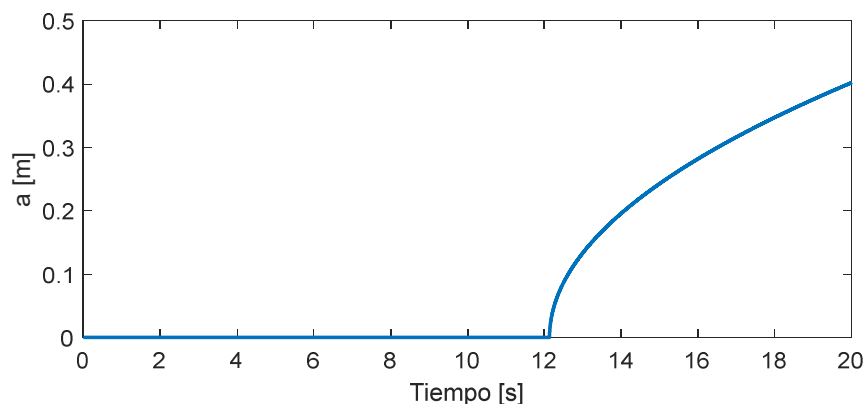


Fig. 5.38 Tendencia en el comportamiento de la dinámica de la grieta

El comportamiento de la corriente en las terminales del MSIP en el sistema de referencia abc es descrito por la figura 5.39, donde se observa el comportamiento creciente en el consumo de corriente, indicando una falla en el motor.

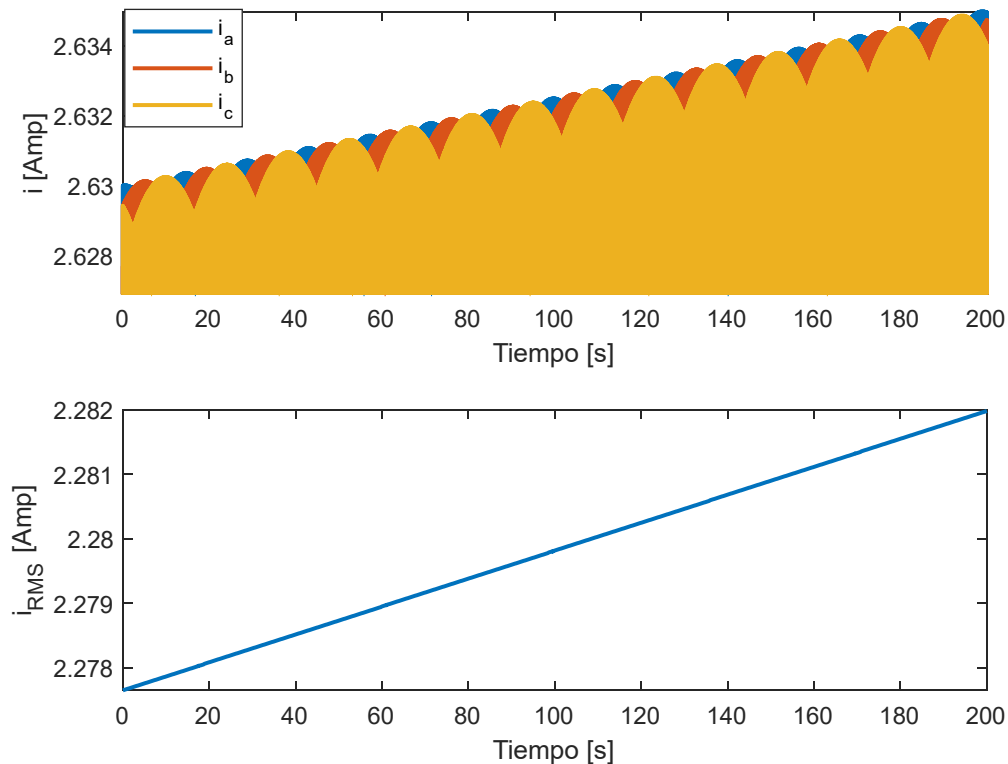


Fig. 5.39 Tendencia en el consumo de corriente: corriente abc (arriba), corriente RMS (abajo)

6.5. Conclusiones

En el campo de predicción de daño, el modelo de falla propuesto permite estimar el tiempo de falla de un sistema sometido a cargas dinámicas rotativas, lo cual, a partir de la propuesta de tamaño de fisura mínima presente en el eje del rotor del MSIP de análisis, y la naturaleza de la carga externa, permite determinar el número de ciclos de trabajo y tiempo de colapso del sistema.

El modelo dinámico propuesto toma en cuenta el factor de equilibrio térmico, dado que, en funcionamiento continuo, siempre se presentan aumentos de temperatura debido al calor suministrado y disipado por el sistema, lo que ocasionara cambios en las propiedades mecánicas y eléctricas del sistema.

El modelo propuesto presenta un comportamiento muy sensible a las variaciones entre el número de ciclos de trabajo, el tamaño de la fisura y el modelo de la ecuación de apertura y cierre de fisura, ocasionando que el mecanismo de falla del rotor del MSIP tienda a ser muy precipitado, similar a comportamientos de materiales frágiles.

El modelo propuesto permite relacionar el comportamiento del desbalance en el rotor causado por la presencia de grieta en el rotor del MSIP con respecto al consumo de corriente en las terminales del estator.

La presencia de la grieta y el efecto de carga externa generará un mecanismo de apertura y cierre de la grieta, lo que generará un aumento en la misma, como consecuencia de la dinámica de la fatiga, esto implicará, un desbalanceo que generará una variación en el entrehierro y su relación con la inductancia para medir las variaciones en está.

El modelo propuesto de estimación de fallas basado en algoritmos genéticos permite pronosticar, con base en la estimación de parámetros del sistema, el comportamiento de la falla estructural debido a la presencia de grietas en el eje del rotor del MSIP de prueba.

Las aplicaciones del modelo incluyen al campo del mantenimiento predictivo, estimación de parámetros, o control de fallas.

El modelo propuesto toma en consideración el comportamiento tendencial en la variación en el consumo de corriente y asume como consecuencia este aumento debido a la presencia de grietas en el eje del rotor.

El modelo de crecimiento de grietas es planteado a partir de la estimación del comportamiento de la variación de energía potencial de almacenamiento debido a la variación en el consumo de energía eléctrica.

6.6. Referencias

- [6.1] Arana J. L., González J. J., 2011, Mecánica de la fractura, Servicio editorial de la universidad del País Vasco, página. 186.
- [6.2] Avilés G. R., 2015, Método de cálculo de fatiga para ingeniería, Editorial Paraninfo, páginas 61-96.
- [6.3] Bachschmid N., Pennacchi P., Tanzi E., 2010, Cracker Rotors, Editorial Springer, pages 109-196.
- [6.4] Balankin A. S., Mecánica de la fractura: pasado presente y futuro, Quinto congreso nacional de ingeniería electromecánica y de sistemas, IPN, México, volumen: 1, 29 octubre 2000.
- [6.5] Farrar C. R., Lieven N., Damage prognosis: The future of structural health monitoring, Philosophical transactions. Series A, Mathematical, physical, and engineering sciences, <https://doi.org/10.1098/rsta.2006.1927>.
- [6.6] Forth S. C., Newman J. C., Forman R. G., Anomalous Fatigue Crack Growth Data Generated Using the ASTM Standards, Journal of ASTM International, volumen 3, January 2006, DOI: 10.1520/JAI13180.
- [6.7] González G. N., De Angelo C. H., Forchetti D. G., Aligia D. A., Diagnostico de fallas en el convertidor del Rotor en Generadores de Inducción con Rotor Bobinado, Revista

- Iberoamericana de automática e informática industrial, Volumen 15, 2018, páginas 297-308, DOI: <https://doi.org/10.4995/riai.2017.9042>.
- [6.8] Krauze P., Wasynczuk O., Sudhoff S., Pekarek S., Analysis of electric machinery and drive systems, Tercera edición, Ediciones IEEE Wiley, Estados Unidos, 2013.
- [6.9] Inman D. J., Farrar C. R., Lopes-Junior V., Steffen-Junior V., 2005, Damage prognosis for Aerospace, civil and mechanical systems, Editorial John-Wiley, páginas 94c, 138a y 150b.
- [6.10] Manilla-García A., Rivas-Camero I., Monroy-Anieva J. A., Modelado y análisis de sintonización de velocidad de un MSIP con presencia de fisura mediante algoritmos genéticos, Revista Iberoamericana de automática e informática industrial, DOI: <https://doi.org/10.4995/riai.2018.9767>.
- [6.11] Pyrhönen J., Jokinen T., Hrabovcova V., 2009, Desing of rotating electrical machines, Editorial Wiley, páginas 457-496.

7.1. Introducción

En la presente investigación se abordó el problema del modelado, estimación y regulación de sistemas con presencia de falla estructural aplicados en los MSIP, constituyentes de la teoría de pronóstico de daño.

Se lograron plantear teorías y métodos en cada uno de los campos planteados, obteniéndose como resultado teórico de la investigación:

1. Modelo de pronóstico de crecimiento de grietas y tiempo estimado de falla
2. Modelo de regulación de velocidad con presencia de grieta mediante computación evolutiva
3. Modelo de estimación de parámetros mediante computación evolutiva

Todos ellos aplicados a los MSIP y dando como resultado de la investigación tres publicaciones arbitradas JCR.

7.2. Impactos

Dentro de los posibles impactos en el desarrollo del proyecto se puede listar:

1. Impactos tecnológicos: Nueva metodología de diseño de máquinas, precisa y apegada a comportamientos y funcionamientos reales y no ideales, lo que generará máquinas mejor adaptadas al entorno de funcionamiento, con menor desperdicio de materiales y energía debido a factores de seguridad no necesarios. Mejor aprovechamiento de recursos.
2. Impacto social: Reposicionamiento de la comunidad educativa mexicana y disminución de la brecha tecnológica. Formación de personal tecnificado en el campo.
3. Impacto Económico: Al desarrollar una nueva herramienta tecnológica para el análisis de maquinaria como la desarrollada en el presente trabajo, se desarrolla del mismo modo personal tecnificado en el ámbito, lo cual modifica los esquemas de oferta y demanda de este tipo de productos y profesionistas, lo cual, dependiendo del esquema económico en cuestión, puede ser una ventaja o desventaja para el país o el individuo.

7.3. Evaluación de Anteproyecto

Una vez finalizado el proyecto se puede concluir, con respecto a la viabilidad del mismo, que el proyecto realizado es relevante por los siguientes motivos:

1. Interés de tema: Dado que la energía, el consumo, aprovechamiento y distribución de la misma es un tema fundamental de manera individual como colectiva, dadas las

dificultades crecientes para el acceso a la misma, los aportes en el rubro aportan al desarrollo de la comunidad. Por lo tanto, se concluye que es un tema de interés.

2. Enfoque de tema: La forma de tratar el tema referente a la detección de fallas, pronóstico de crecimiento de fallas y regulación del MSIP basado en enfoque de fallas. Es una metodología innovadora, que pretende integrar nuevos elementos de modelado de comportamiento en el análisis de estas maquinarias.
3. Amplitud de tema: El tema de investigación de la presente tesis fue delimitado para abarcar los procesos de modelado, estimación y regulación de sistemas mediante falla estructural de manera concisa.
4. Utilidad de investigación: Al ser un tema de interés colectivo e individual y poseer impactos en diversos ámbitos de la sociedad. Se tiene un tema de utilidad para todos los abanicos de la sociedad.
5. Tiempo de realización: El tiempo de ejecución de los temas planteados se llevo a cabo conforme al cronograma planteado de terminación de tesis definido por el CONACYT.
6. Recursos: Los recursos para llevar a cabo el proyecto implican formulaciones teóricas y aplicaciones computacionales, ambos elementos se tienen disponibles para llevar a cabo el proyecto.
7. Objetivos de investigación: Los objetivos de la investigación fueron formulados de manera clara y son coherentes con la investigación en conjunto y entre los mismos.
8. El problema a investigar está:
 - a) Bien concebido dentro de un margen conceptual sólido.
 - b) Bien formulado: Es claro responde al objetivo de la investigación, deja entrever diferentes problemáticas.
 - c) Es factible: Es resolutivo, investigable, se ajusta a los recursos humanos, materiales metodologías.
9. Limitaciones: Se plantean las mínimas necesarias para el desarrollo de la investigación.
10. Bases teóricas: Se ha buscado en el desarrollo de la investigación la coherencia entre los temas tratados.
11. Teorías básicas: Las teorías formuladas presentan solidez en estructura y formulación, arbitrándose la misma mediante tres artículos publicados.
12. Hipótesis: La hipótesis planteada es coherente con la investigación, relacionando los elementos estructurales de la misma.

13. Tipo de investigación: La investigación es teórica analítica en su totalidad.

7.3. Conclusiones y recomendaciones

El modelo del MSIP propuesto con el acoplamiento de degradación en la inercia rotacional en el eje permite realizar aplicaciones en el campo del mantenimiento preventivo, control de fallas o determinación de intervalos de fallas de máquinas rotativas, por citar algunos campos de aplicación.

Se observa que, bajo las condiciones de trabajo dadas, el modelo dinámico del MSIP con presencia de degradación en la inercia rotacional del eje del rotor, se sintoniza de manera adecuada a las referencias solicitadas mediante el algoritmo genético continuo propuesto para cualquier tiempo de análisis.

El modelo de falla propuesto permite estimar el tiempo de falla de un sistema sometido a cargas dinámicas rotativas, lo cual, a partir de la propuesta de tamaño de fisura mínima presente en el eje del rotor del MSIP de análisis, y la naturaleza de la carga externa, permite determinar el número de ciclos de trabajo y tiempo de colapso del sistema.

Las aplicaciones del modelo incluyen al campo del mantenimiento predictivo, modelado de sistemas dinámicos, o control de fallas.

El modelo dinámico propuesto toma en cuenta el factor de equilibrio térmico, dado que, en funcionamiento continuo, siempre se presentan aumentos de temperatura debido al calor suministrado y disipado por el sistema, lo que ocasionara cambios en las propiedades mecánicas y eléctricas del sistema.

El modelo propuesto presenta un comportamiento muy sensible a las variaciones entre el número de ciclos de trabajo, el tamaño de la fisura y el modelo de la ecuación de apertura y cierre de fisura, ocasionando que el mecanismo de falla del rotor del MSIP tienda a ser muy precipitado, similar a comportamientos de materiales frágiles.

El modelo propuesto permite relacionar el comportamiento del desbalance causado por la presencia de grieta en el rotor del MSIP con respecto al consumo de corriente en las terminales del estator, el par eléctrico y el desbalance en el rotor.

Las aplicaciones del modelo propuesto incluyen al campo del mantenimiento predictivo, modelado de sistemas dinámicos, o control de fallas.

El modelo propuesto toma en cuenta la dinámica del desbalanceo presente en el rotor dado que este efecto como consecuencia de la presencia de la grieta en el mismo, generara un efecto de apertura y cierre de la grieta, lo que generara un aumento en la misma, como consecuencia de la dinámica de la fatiga.

Se toma en consideración el efecto del entrehierro y la relación con la inductancia para medir las variaciones en esta como efecto de la variación en el mismo, lo cual, dados los resultados obtenidos se observa que está relacionado.

7.4. Posibles temas a desarrollar

El tema de investigación tiene elementos vivos en el desarrollo de la misma, dentro de los cuales se puede mencionar:

1. Control adaptativo.
2. Control mediante redes neuronales.
3. Control difuso.
4. Control predictivo.
5. Observación de fallas.
6. Aumento de fiabilidad de equipos.
7. Proceso de envejecimiento.
8. Análisis de pérdidas de potencia en máquinas eléctricas.
9. Diseño de imanes permanentes.
10. Desarrollo de prototipo físico del MSIP.
11. Análisis de modelos de desgaste.

Anexo 1: Modelo del MSIP en respuesta libre

```

function dx = Ecuaciones_dq0(t,x)
% Programa de las ecuaciones diferenciales lineales
% Motor sincrono de imanes permanentes (Lineal / No lineal)
% Doctorado en optomecatronica
% Abraham Manilla Garcia
% 29 Septiembre de 2017

% coeficientes del sistema

R=2.6; % RESISTENCIA
Ld=6.73e-3; % INDUCTANCIA 1
Lq=6.73e-3; % INDUCTANCIA 2
P=4; % PARES DE POLOS
Lambda=0.319; % FLUJOS
J=3.5e-5; % INERCIA ROTOR
f=60; % FRECUENCIA
Vs=90; % Voltaje aplicado a las terminales del estator

% Comportamiento del par electrico
Te1=(1.5*P*Lambda)*(x(2))+(1.5*P*(Ld-Lq))*x(1)*x(2);
Te2=(1.5*P*Lambda)*(x(7))+(1.5*P*(Ld-Lq))*x(6)*x(7);

% Comportamiento del par de caga
if t>0.3
    TL=0;
else
    TL=0;
end

% % definicion de ecuaciones estado libre
% Vd1=0;
% Vq1=0;

% Vd2=0;
% Vq2=0;

% definicion de ecuaciones estado forzado
Vd1=(Vs*sqrt(2))*sin(x(5));
Vq1=(Vs*sqrt(2))*cos(x(5));

Vd2=(Vs*sqrt(2))*sin(x(10));
Vq2=(Vs*sqrt(2))*cos(x(10));

% Modelo lineal
dx1=(Vd1/Ld)-(R/Ld)*x(1); % Corriente i_d lineal
dx2=(Vq1/Lq)-(R/Lq)*x(2)-(Lambda/Lq)*x(4); % Corriente i_q lineal
dx3=x(4);
dx4=(P/(2*J))*(Te1-TL); % Velocidad angular w_r lineal
dx5=x(4)-(2*pi*f); % Flujo perturbacion

% Modelo no lineal

```

```

dx6=(Vd2/Ld)-(R/Ld)*x(6)+(Lq/Ld)*x(9)*x(7); % Corriente i_d no lineal
dx7=(Vq2/Lq)-(R/Lq)*x(7)-(Ld/Lq)*x(9)*x(6)-(Lambda/Lq)*x(9); % Corriente
i_q no lineal
dx8=x(9);
dx9=(P/(2*J))*(Te2-TL); % Velocidad angular w_r no lineal
dx10=x(9)-(2*pi*f); % Flujo perurbacion

% Diseño del estimador de estados
Te3=(1.5*P*Lambda)*(x(11)); % Par electrico
dx11=(Vq1/Lq)-(R/Lq)*x(11)-((Lambda+Lq)/Lq)*x(12)+x(4); % Estimador de la
corriente iq
dx12=(P/(2*J))*(Te3-TL)-x(12)+x(4); % Estimador de Velocidad angular w_r

% Soluciones
dx=[dx1; dx2; dx3; dx4; dx5; dx6; dx7; dx8; dx9; dx10; dx11; dx12];

end

```

Anexo 2: Modelo lineal-no lineal del MSIP

```

function dx = Ecuaciones_dq_NL(t,x)
% Programa de las ecuaciones diferenciales No Lineales
% Motor sincrono de imanes permanentes
% Abraham Manilla Garcia
% Ecuaciones diferenciales con estimador de par de carga TL
% 06 Octubre 2017

% coeficientes del sistema

R=2.6; % RESISTENCIA
Ld=6.73e-3; % INDUCTANCIA 1
Lq=6.73e-3; % INDUCTANCIA 2
P=4; % PARES DE POLOS
Lambda=0.319; % FLUJOS
J=3.5e-5; % INERCIA ROTOR
B=0; % Amortiguamiento viscoso

% Parametros del par de carga
rho1=850;
rho2=-7;

Tel=(1.5*P*Lambda)*(x(2)); %Torque electromagnetico

% Constante de amortiguamiento del error en velocidad
C=1500.5;

% Velocidad angular de referencia

if t<0.0005
    x3_d=188.5;
else
    x3_d=188.5;
end

```

```

KT=1.5*P*Lambda;
er=x(3)-x3_d;
iqd1=(C*er*2*J)/P;

x2_d=(iqd1+x(5))/KT;

% Corriente i_d de referencia
x1_d=0;

% Definicion de ganancias retroalimentacion de estados
k1=9990.09; % No se mueven estos valores, son los optimos para el
comportamiento dado
k2=930.00;

% Definicion de ganancias del control PID
a1=1; % Coeficiente de ecuacion diferencial i_d
Ki=5;
Kp=10-R/Ld;
Kd=10-a1;

% Definicion de relaciones de error
y1=x(1)-x1_d;

s=length(t); %longitud de la funcion
N=size(s);
y2=zeros(1,s); % Espacio de memoria para la derivada numerica
y3=zeros(1,s); % Espacio en memoria para integracion numerica
% Algoritmo de primera derivada
suma=0;

for i=2:s-1
y2(i)=(y1(i+1)-y2(i-1))/(N(2));
xm=(t(i+1)+t(i))/2;
suma=suma+y1(xm)*(t(i+1)-t(i));
y3(i)=suma;
end

% definicion de ecuaciones de control
Vd=(Kd+a1)*y2 + (R/Ld+Kp)*y1 + Ki*y3; % Control PID
Vq=-(k1*(x(2)-x2_d)+k2*(x(3)-x3_d)); % Control retroalimentacion de
estados

% Definicion de ecuaciones diferenciales No lineales del MSIP
dx1=(Vd/Ld)-(R/Ld)*x(1)+(Lq/Ld)*x(3)*x(2); % Corriente i_d no lineal
dx2=(Vq/Lq)-(R/Lq)*x(2)-(Ld/Lq)*x(3)*x(1)-(Lambda/Lq)*x(3); % Corriente
i_q no lineal
dx3=(P/(2*J))*(Te1-x(5)-B*x(3)); % Velocidad angular w_r no lineal

% Diseño del estimador de estados
dx4=((3*(P^2)*Lambda)/(4*J))*x(2)-(1/(2*J))*x(5)+er*rho1; % Estimador de
la velocidad angular w_r
dx5=er*rho2; % Estimador del par de carga

```

```
dx=[dx1; dx2; dx3; dx4; dx5];
```

```
end
```

Anexo 3: Modelo con control con estimador no lineal del MSIP

```
function dx = Ecuaciones_dq_NL(t,x)
% Programa de las ecuaciones diferenciales No Lineales
% Motor sincrónico de imanes permanentes
% Abraham Manilla Garcia
% Ecuaciones diferenciales con estimador de par de carga TL
% 06 Octubre 2017

% coeficientes del sistema

R=2.6; % RESISTENCIA
Ld=6.73e-3; % INDUCTANCIA 1
Lq=6.73e-3; % INDUCTANCIA 2
P=4; % PARES DE POLOS
Lambda=0.319; % FLUJOS
J=3.5e-5; % INERCIA ROTOR
B=0; % Amortiguamiento viscoso

% Parametros del par de carga
rho1=850;
rho2=-7;

Tel=(1.5*P*Lambda)*(x(2)); %Torque electromagnetico

% Constante de amortiguamiento del error en velocidad
C=1500.5;

% Velocidad angular de referencia

if t<0.0005
    x3_d=188.5;
else
    x3_d=188.5;
end

KT=1.5*P*Lambda;
er=x(3)-x3_d;
iqd1=(C*er*2*J)/P;

x2_d=(iqd1+x(5))/KT;

% Corriente i_d de referencia
x1_d=0;

% Definición de ganancias retroalimentación de estados
```

```

k1=9990.09; % No se mueven estos valores, son los optimos para el
comportamiento dado
k2=930.00;

% Definicion de ganancias del control PID
a1=1; % Coeficiente de ecuacion diferencial i_d
Ki=5;
Kp=10-R/Ld;
Kd=10-a1;

% Definicion de relaciones de error
y1=x(1)-x1_d;

s=length(t); %longitud de la funcion
N=size(s);
y2=zeros(1,s); % Espacio de memoria para la derivada numerica
y3=zeros(1,s); % Espacio en memoria para integracion numerica
% Algoritmo de primera derivada
suma=0;

for i=2:s-1
y2(i)=(y1(i+1)-y2(i-1))/(N(2));
xm=(t(i+1)+t(i))/2;
suma=suma+y1(xm)*(t(i+1)-t(i));
y3(i)=suma;
end

% definicion de ecuaciones de control
Vd=(Kd+a1)*y2 + (R/Ld+Kp)*y1 + Ki*y3; % Control PID
Vq=-(k1*(x(2)-x2_d)+k2*(x(3)-x3_d)); % Control retroalimentacion de
estados

% Definicion de ecuaciones diferenciales No lineales del MSIP
dx1=(Vd/Ld)-(R/Ld)*x(1)+(Lq/Ld)*x(3)*x(2); % Corriente i_d no lineal
dx2=(Vq/Lq)-(R/Lq)*x(2)-(Ld/Lq)*x(3)*x(1)-(Lambda/Lq)*x(3); % Corriente
i_q no lineal
dx3=(P/(2*J))*(Te1-x(5)-B*x(3)); % Velocidad angular w_r no lineal

% Diseño del estimador de estados
dx4=((3*(P^2)*Lambda)/(4*J))*x(2)-(1/(2*J))*x(5)+er*rho1; % Estimador de
la velocidad angular w_r
dx5=er*rho2; % Estimador del par de carga

dx=[dx1; dx2; dx3; dx4; dx5];

```

Anexo 4: Modelo del MSIP con acoplamiento de fisura

```

function dx = Ecuaciones_dq_NL(t,x)
% Programa de las ecuaciones diferenciales No Lineales
% Motor sincrónico de imanes permanentes
% Ecuacion de Balance de torque
% Estimador de par de carga TL
% Ecuacion de Paris
% Propuesta de modelo de fisura en J

```

```

% Abraham Manilla Garcia
% 22 Noviembre 2017

% PROPIEDADES DE LA FISURA (PROPUESTA)
gt=0.5*(1+cos(x(3))); % Ecuacion de respiro de Mayes y Davis
c=10e-11; % Dependiendo del material
m=3; % Dependiendo del material
d=gt*x(6); % Modelo de la fisura (PROPUESTO)
E=210e9; %Modulo de Young del acero del eje, en Pascales
L=0.35; % Longitud del eje

% coeficientes del sistema
R=2.6; % RESISTENCIA
Ld=6.73e-3; % INDUCTANCIA 1
Lq=6.73e-3; % INDUCTANCIA 2
P=4; % PARES DE POLOS
Lambda=0.319; % FLUJOS
D=0.137409; % Diametro del eje (a partir del momento de inercia
rotacional)
J=(pi/32)*(D^4-d^4); % MOMENTO DE INERCIA ROTACIONAL DEL ROTOR (PROPUESTA
CON VARIACION DE GRIETA)
% I=(pi/64)*(D^4-d^4); % MOMENTO DE INERCIA DE AREA DEL ROTOR (PROPUESTA
CON VARIACION DE GRIETA)
I=(pi/64)*(D^4); % MOMENTO DE INERCIA DE AREA DEL ROTOR (PROPUESTA CON
VARIACION DE GRIETA)
B=0; % Amortiguamiento viscoso
% K=(48*E*I)/L^3 % Rigidez del eje integro (OJO: CHECAR ESTA PARTE)
K=0;

% Comportamiento del par de caga
if t>0.3
    TL=5;
else
    TL=0;
end

%Torque electromagnetico
Tel=(1.5*P*Lambda)*(x(2))+(1.5*P*(Ld-Lq))*x(1)*x(2);

Vs=90; % Voltaje aplicado a las terminales del estator
f=60; % FRECUENCIA
% definicion de ecuaciones estado forzado
Vd=(Vs*sqrt(2))*sin(x(5));
Vq=(Vs*sqrt(2))*cos(x(5));

% Definicion de ecuaciones diferenciales del consumo de corriente del
MSIP
dx1=(Vd/Ld)-(R/Ld)*x(1)+(Lq/Ld)*x(4)*x(2); % Corriente i_d no lineal
dx2=(Vq/Lq)-(R/Lq)*x(2)-(Ld/Lq)*x(4)*x(1)-(Lambda/Lq)*x(4); % Corriente
i_q no lineal

% Definicion de ecuaciones de movimiento (Balance de torque)
dx3=x(4); % Posicion angular
dx4=(P/(2*J))*(Tel-TL-B*x(4)-K*x(3)); % Velocidad angular w_r no lineal

```



```

dx5=x(4)-(2*pi*f); % Flujo perurbacion

% DINAMICA DE LA FRACTURA
f=x(4)/2*pi;
DeltaS=(16*(Tel-x(4))*D)/(pi*(D^4-d^4)); % Esfuerzo cortante en el rotor
del MSIP
Deltak=DeltaS*(pi*x(6))^(1/2); % Factor de intensidad de tensiones

dx6=f*c*Deltak^m; % Dinamica de la fractura (ley de Paris)

dx=[dx1; dx2; dx3; dx4; dx5; dx6];

end

```

Anexo 5: Solución del modelo del MSIP

```

% -----
--
% Programa para resolver numericamente el modelo
% del motor sincrono de imanes permanentes en el
% sistema de referencia dq: Lineal / No lineal
% Se acopla un estimador de la corriente iq y la velocidad wr
% Doctorado Optomecatronica
% Abraham Manilla Garcia
% 29 Septiembre de 2017
%
% -----
--
clc
clear all;

% intervalo de tiempo de evaluacion

tf=0.03;
%
% Condiciones iniciales y llamada a modelo matematico
[T,Y] = ode45(@Ecuaciones_dq0,[0:0.00001:tf],[0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 150
10]);

figure (1)
subplot(3,1,1)
plot(T,Y(:,1),T,Y(:,6), 'linewidth',1.5)
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('i_d [Amp]')
legend('i_d_l_i_n', 'i_d')
subplot(3,1,2)
plot(T,Y(:,2),T,Y(:,7), 'linewidth',1.5)
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('i_q [Amp]')
legend('i_q_l_i_n', 'i_q')
subplot(3,1,3)
plot(T,Y(:,4),T,Y(:,9), 'linewidth',1.5)
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('\omega_r [rad/s]')

```

```

legend('\omega_r_l_i_n', '\omega_r')

figure(2)
subplot(2,1,1)
plot(T,Y(:,4), T,Y(:,12), 'linewidth',1.5)
title('Estimacion de velocidad \omega_r')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('\omega_r [rad]')
legend('\omega_r', '\omega_r_e_s_t')
subplot(2,1,2)
plot(T,Y(:,2), T,Y(:,11), 'linewidth',1.5)
title('Estimacion de corriente i_q')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('i_q [Amp]')
legend('i_q', 'i_q_e_s_t')

% Transformacion Inversa de Park
i_alfa=Y(:,6).*cos(Y(:,8))-Y(:,7).*sin(Y(:,8));
i_beta=Y(:,7).*cos(Y(:,8))+Y(:,6).*sin(Y(:,8));

% Transformacion inversa de Clarke

ia=i_alfa;
ib=(-i_alfa+sqrt(3)*i_beta)/2;
ic=(-i_alfa-sqrt(3)*i_beta)/2;

figure(3)
% subplot(3,1,1)
plot(T,ia,T,ib,T,ic, 'linewidth',1.5)
legend('i_a', 'i_b', 'i_c')
title('Comportamiento del consumo de corriente en el MSIP')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('i [Amp]')

```

Anexo 6: Modelo del MSIP para regulación mediante computación evolutiva

```

function dx = Ecuaciones_dq_Prueba_GEN(t,x,Aa,Bb,Cc,Dd,Ee)

% Programa de las ecuaciones diferenciales No Lineales
% Motor sincro de imanes permanentes
% Ecuacion de Balance de torque
% Ecuacion de Paris
% Propuesta de modelo de degradacion en Inercia de Area
% Ecuaciones de desbalance en el eje del rotor (ECUACION LAVAL)
% Abraham Manilla Garcia
% 20 julio de 2019

% DEFINICION DE LAS GANANCIAS DADAS
k1=Aa;
k2=Bb;
Ki=Cc;
Kp=Dd;
Kd=Ee;

```

```

% PROPIEDADES DE LA FISURA (PROPUESTA)
gt=0.5*(1+cos(x(3))); % Ecuacion de respiro de Mayes y Davis
c=10e-11; % Dependiendo del material
m=3; % Dependiendo del material
d=gt*x(5); % Modelo de la fisura (PROPUESTO)

% coeficientes del sistema
R=2.6; % RESISTENCIA
P=4; % PARES DE POLOS
Lambda=0.319; % FLUJO MAGNETICO
B=5e-5; % Amortiguamiento viscoso

% Parametros para calculo de Inductancia
tph=12; % Numero de vueltas de la bobina por fase [Unidades]
mu_0=12.566370e-7; % Permeabilidad magnetica del vacio [N/Amp^2]
D_bob=2.1192e-4; % Diametro del conductor de bobina [m]
L_bob=2.6; % Longitud de la bobina [m]
C_car=1.9; % Coeficiente de carter
% delta_g=2.8467e-5; % Entrehierro de diseño [m]
delta_g=3.27254e-6; % Entrehierro de diseño [m]
delta_r=delta_g-(x(6)^2+x(8)^2)^(1/2); % Entrehierro desbalanceado
Ld=6.73e-3; % INDUCTANCIA 1 [Henrios]
% Ld=1.125*pi*mu_0*((tph/P)^2)*((D_bob*L_bob)/(C_car*delta_r));
Lq=6.73e-3; % INDUCTANCIA 2
% Lq=1.125*pi*mu_0*((tph/P)^2)*((D_bob*L_bob)/(delta_r));

% Parametros del motor
D=0.137409; % Diametro del eje (a partir del momento de inercia
rotacional)
L=0.35; % Longitud del eje
ms=0.75; % Masa del estator
E=210e9; %Modulo de Young del acero del eje, en Pascales
v=0.27; % Coeficiente de Poisson del acero

% Calculo de inercias
Jm=3.5e-5; % Inercia rotacional de masa, ojo, aplicada al la ecuacion de
balance de torque
Ja=((pi/32)*D^4)-((pi/8)*(d^2)*((d^2)/4)+D)); % Inercia rotacional de
area, ojo
Jas=(pi/32)*D^4; % Inercia rotacional de area del eje sin fisura
Jf=((pi/8)*(d^2)*((d^2)/4)+D)); % Inercia rotacional de area de la
fisura

% Calculo de rigidez y amortiguamiento del sistema
% G=E/(2*(1+v)); % Modulo de elasticidad cortante
K=48*E*Jas/L^3; % Rigidez torsional
% K=G*Jas/L; % Rigidez torsional
wn=sqrt(K/ms); % Frecuencia fundamental
Lc=B/(2*ms*wn); % Razon de amortiguamiento

% APLICACION DE TORQUE
Tl=5; % Torque mecanico
Tel=(0.5)*(1.5*P)*(Lambda*x(2)+(Ld-Lq)*x(1)*x(2)); %Torque
electromagnetico

```

```

% Constante de amortiguamiento del error en velocidad
C=1500.5;

% Velocidad angular de referencia
if t<0.0005
    x4_d=188.5;
else
    x4_d=100.0;
end

KT=1.5*P*Lambda;
er=x(4)-x4_d;
iqd1=(C*er*2*Jm)/P;

x2_d=(iqd1+Tl)/KT;

% Corriente i_d de referencia
x1_d=0;

% Definicion de relaciones de error
y1=x(1)-x1_d;

s=length(t); %longitud de la funcion
N=size(s);
y2=zeros(1,s); % Espacio de memoria para la derivada numerica
y3=zeros(1,s); % Espacio en memoria para integracion numerica
% Algoritmo de primera derivada
suma=0;

for i=2:s-1
    y2(i)=(y1(i+1)-y1(i))/(N(2));
    xm=(t(i+1)+t(i))/2;
    suma=suma+y1(xm)*(t(i+1)-t(i));
    y3(i)=suma;
end

% definicion de ecuaciones de control
Vd=(Kd+1)*y2 + (R/Ld+Kp)*y1 + Ki*y3; % Control PID
Vq=-(k1*(x(2)-x2_d)+k2*(x(4)-x4_d)); % Control retroalimentacion de
estados

% Definicion de ecuaciones diferenciales del consumo de corriente del
MSIP
dx1=(Vd/Ld)-(R/Ld)*x(1)+(Lq/Ld)*x(4)*x(2); % Corriente i_d no lineal
dx2=(Vq/Lq)-(R/Lq)*x(2)-(Ld/Lq)*x(4)*x(1)-(Lambda/Lq)*x(4); % Corriente
i_q no lineal

% Definicion de ecuaciones de movimiento (Balance de torque)
dx3=x(4); % Posicion angular
dx4=(P/(2*Jm))*(Tel-Tl-B*x(4)); % Velocidad angular w_r no lineal

% DINAMICA DE LA FRACTURA
DeltaS=(Tel-Tl)*(D/2)*(1/Ja); % Esfuerzo cortante en el rotor del MSIP

```

```

Deltak=DeltaS*((pi*x(5))^(0.5)); % Factor de intensidad de tensiones

% dx5=abs(x4_d*c*Deltak^m); % Dinamica de la fractura (ley de Paris)
dx5=x4_d*c*Deltak^m; % Dinamica de la fractura (ley de Paris)

% ECUACIONES DE LAVAL DEL ROTOR
% Ep=(x(6)^2+x(8)^2)^(1/2); % Variacion del centro del rotor

Ep=-(ms*9.81)/K; % Deflexion maxima elastica
% Ep=0.001;
% DK=48*E*Ja/(ms*L^3);

DK=48*E*Jf/(ms*(L^3));
% DK=G*Jf/L

dx6=x(7); % Desplazamiento en direccion y
dx7=(x(4))^2*Ep*cos(x(3))-2*Lc*wn*x(7)-
wn^2*x(6)+DK*(x(6)*cos(2*x(3))+x(8)*sin(2*x(3))); % Velocidad en
direccion y
dx8=x(9); % Desplazamiento en direccion z
dx9=(x(4))^2*Ep*sin(x(3))-2*Lc*wn*x(9)-wn^2*x(8)+DK*(x(6)*sin(2*x(3))-
x(8)*cos(2*x(3))); % Velocidad en direccion z

dx=[dx1; dx2; dx3; dx4; dx5; dx6; dx7; dx8; dx9];

end

```

Anexo 7: Algoritmo de sintonización de ganancias mediante AG

```

% Programacion de busqueda de Ganancias del MSIP
% Mediante metodo de Algoritmos Geneticos
% Modelo dinamico con presencia de degradacion en la inercia
% Cinco ganancias de busqueda
% Sin estimador de par de carga
% Doctorado Optomecatronica
% Abraham Manilla Garcia
% 08 de Octubre de 2018
% NOTA: Se tiene que introducir un numero que permita el cruce NP/2=PAR
%-----
--

clc
clear all;

tic % Inicio de Contador de tiempo de evaluacion

% PARAMETROS DESEADOS DEL ALGORITMO GENETICO CONTINUO
NP=100; % Numero de individuos (Debe de ser par)
% I=[740 750; 60 140; -10 10; -530 -500; -10 10]; % Espacio de Busqueda
de soluciones
I=[1000 2000; 150 500; -10 10; -1200 -700; -20 10]; % Espacio de Busqueda
de soluciones

```

```

Nevo= 10; % Numero de evoluciones
Mut=0.1; % Tasa de mutacion
Ta=4e-3; % Tamaño de la grieta inicial

% GANANCIAS OPTIMAS
k1=9990.09; % Ganancias optimas de comparacion para el algoritmo
k2=930.00;
ki=5;
kp=-376.32;
kd=9;

% intervalo de tiempo de evaluacion
tf=0.001;
Tint=0.00001;

% PARAMETROS DESEADOS DE SOLUCION DEL MSIP
[T,Y] = ode45(@Ecuaciones_dq,[0:Tint:tf],[0 0 0]);

%CREACION DE LA POBLACION DEL ALGORITMO GENETICO
Poblacion=rand(NP,5);

%ESCALAMIENTO DE LA POBLACION CON RESPECTO A LOS VALORES DE BUSQUEDA
for i = 1:5
    Poblacion(:,i) = (I(i,2)-I(i,1))*Poblacion(:,i)+I(i,1);
end

Kgen=Poblacion;

Ninicial=1;

% ETAPA DE EVALUACION

while Ninicial <=Nevo % Conteo numero de evoluciones

    for i = 1:NP
        [T,Ygen] =
ode45(@(t,y)Ecuaciones_dq_Prueba_GEN(t,y,Kgen(i,1),Kgen(i,2),Kgen(i,3),Kg
en(i,4),Kgen(i,5)),[0:Tint:tf],[0 0 0 0 Ta 0 0 0 0]);
        % Calculo del costo
        Cos(i)=sum((Y(:,1)-Ygen(:,1)).^2) + sum((Y(:,2)-
Ygen(:,2)).^2) + sum((Y(:,3)-Ygen(:,4)).^2);
        %
        Cos(i)=sum((Y(:,2)-Ygen(:,2)).^2) + sum((Y(:,3)-
Ygen(:,4)).^2);
        Cos(i)=sum((Y(:,3)-Ygen(:,4)).^2);

        figure (Ninicial)
        subplot(2,1,1)
        plot(T,Ygen(:,2),'linewidth',1.0)
        hold on
    %
        title('Comportamiento corriente i_q')
        xlabel('Tiempo [s]')
        ylabel('i_q [Amp]')
        axis([0 tf -20 100]);
        subplot(2,1,2)

```

```

        plot(T,Ygen(:,4),'linewidth',1.0)
        hold on
%       title('Comportamiento velocidad angular \omega_r')
        xlabel('Tiempo [s]')
        ylabel('\omega_r [rad/s]')
        axis([0 tf -50 200]);
    end

    % ORDENANDO DE MAYOR A MENOR EN FUNCION DEL COSTO
    [Costo_y, indx]=sort(Cos);

    % ORDENANDO DE ACUERDO AL INDICE
    P= Poblacion(indx,:);
    % SELECCION DE LA MITAD DE LA POBLACION CON BUEN INDICE DE
DESEMPEÑO
    P = P(1:NP/2,:);

    % GENERACION DE INDICES PARA SELECCION DE PAREJAS
    [F C]=size(P);
    vec = randperm(F);
    idx= reshape(vec,F/2,2);
    beta = rand(F/2);

    pmin=[I(1,1) I(2,1) I(3,1) I(4,1) I(5,1)];
    pmax=[I(1,2) I(2,2) I(3,2) I(4,2) I(5,2)];

    %REALIZANDO EL CRUCE DE INDIVIDUOS
    for i = 1:F/2
        P_Nueva = Cruce(idx(i,:),beta(i),P,pmin,pmax);
    end

    %REALIZANDO MUTACION
    P_Nueva = Mutacion(P_Nueva, Mut, pmin,pmax);
    Poblacion = [P;P_Nueva];

    Ninicial = Ninicial + 1;

end

% DEFINICION DE LA NUEVA POBLACION
Poblacion;

% DEFINICION DE NUEVA POBLACION QUE ALIMENTA EL ALGORITMO
Popt =[Poblacion(:,1) Poblacion(:,2) Poblacion(:,3) Poblacion(:,4)
Poblacion(:,5)];

% GRAFICA DE LA MEJOR GANANCIA CON RESPECTO A LA ULTIMA POBLACION
GENERADA

for i=1:NP

    [T,Yopt] =
ode45(@(t,y)Ecuaciones_dq_Prueba_GEN(t,y,Popt(i,1),Popt(i,2),Popt(i,3),Po
pt(i,4),Popt(i,5)),[0:Tint:tf],[0 0 0 0 Ta 0 0 0 0]);

```

```

figure (Nevo+1)
subplot(2,1,1)
hold on
plot(T,Yopt(:,2),'linewidth',1.2)
%   title('Comportamiento corriente i_q')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('i_q [Amp]')
subplot(2,1,2)
hold on
plot(T,Yopt(:,4),'linewidth',1.2)
%   title('Comportamiento velocidad angular \omega_r')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('\omega_r [rad/s]')
% Calculo del costo
%   CPt(i) = sum((Y(:,1)-Yopt(:,1)).^2) + sum((Y(:,2)-Yopt(:,2)).^2) +
sum((Y(:,3)-Yopt(:,4)).^2);
%   CPt(i) =sum((Y(:,2)-Yopt(:,2)).^2)+ sum((Y(:,3)-Yopt(:,4)).^2);
CPt(i) =sum((Y(:,3)-Yopt(:,4)).^2);
end

CoPt=[CPt]'; % VECTOR COSTO DE LA POBLACION FINAL

% MATRIZ AUMENTADA DE POBLACION CON RESPECTO AL COSTO
McPt = [CoPt Popt(:,1) Popt(:,2) Popt(:,3) Popt(:,4) Popt(:,5)];

% ORDENANDO DE MAYOR A MENOR CON RESPECTO AL COSTO
VcCpt =sort(McPt(:,1),'ascend');

% LOCALIZANDO POSICION DEL COSTO MENOR
vectorCpt=find(McPt==VcCpt(1,1));

% OBTENIENDO EL VECTOR COMPLETO DE GANANCIAS CON MENOR ERROR TOTAL
KcPt = McPt(vectorCpt,:);

% DETERMINANDO EL ERROR CUADRATICO INDIVIDUAL Y TOTAL CON RESPECTO A LAS
% GANANCIAS OBTENIDAS CON EL ALGORITMO

for i=1:NP
Kseli = (k1-Popt(i,1))^2;
Vkse1(i) = [Kseli];
Kse2i = (k2-Popt(i,2))^2;
Vkse2(i) = [Kse2i];
Kse3i = (ki-Popt(i,3))^2;
Vkse3(i) = [Kse3i];
Kse4i = (kp-Popt(i,4))^2;
Vkse4(i) = [Kse4i];
Kse5i = (kd-Popt(i,5))^2;
Vkse5(i) = [Kse5i];
Vrr(i) = [Vkse1(i) + Vkse2(i)+ Vkse3(i) + Vkse4(i) + Vkse5(i)];
Err(i) = [Vrr(i)];
end

% GENERACION DE MATRIZ AUMENTADA DE VALORES CON ERROR TOTAL
Vgner = [Err' Popt(:,1) Popt(:,2) Popt(:,3) Popt(:,4) Popt(:,5)];

```

```

% ORDENANDO DE MAYOR A MENOR CON RESPECTO AL ERROR
Vecord =sort(Vgner(:,1),'ascend');

% LOCALIZANDO POSICION DEL ERROR TOTAL MENOR
vector=find(Vgner==Vecord(1,1));

% OBTENIENDO EL VECTOR COMPLETO DE GANANCIAS CON MENOR ERROR TOTAL
Ksel = Vgner(vector,:);

ErrorMenor = Ksel(1,1);
CostoMenor = KcPt(1,1);

% SELECCION DEL VECTOR GANANCIAS CON RESPECTO AL ERROR, CON RESPECTO AL
% COSTO Y EL DESEADO
VGsel = [Ksel(1,2) Ksel(1,3) Ksel(1,4) Ksel(1,5) Ksel(1,6)];
VgCpt = [KcPt(1,2) KcPt(1,3) KcPt(1,4) KcPt(1,5) KcPt(1,6)];

GananciasErrorMenor = [VGsel]
GananciasCostoMenor = [VgCpt]
GananciasDeseadas = [k1 k2 ki kp kd]

% GRAFICANDO EL COMPORTAMIENTO DEL MEJOR INDIVIDUO CON RESPECTO AL MENOR
% COSTO CON RESPECTO A LAS GANANCIAS OPTIMAS

[T,Yoptf] =
ode45(@(t,y)Ecuaciones_dq_Prueba_GEN(t,y,VgCpt(1,1),VgCpt(1,2),VgCpt(1,3)
,VgCpt(1,4),VgCpt(1,5)),[0:Tint:tf],[0 0 0 0 Ta 0 0 0 0]);
figure
subplot(3,1,1)
plot(T,Yoptf(:,1),T,Y(:,1),'linewidth',1.2)
title('Comportamiento corriente i_d Optima')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('i_d [Amp]')
legend('i_d_c_a_l','i_d')
subplot(3,1,2)
plot(T,Yoptf(:,2),T,Y(:,2),'linewidth',1.2)
title('Comportamiento corriente i_q Optima')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('i_q [Amp]')
legend('i_q_c_a_l','i_q')
subplot(3,1,3)
plot(T,Yopt(:,4),T,Y(:,3),'linewidth',1.2)
title('Comportamiento velocidad angular \omega_r optima')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('\omega_r [rad/s]')
legend('\omega_r_c_a_l','\omega_r')

figure
subplot(2,1,1)
plot(T,Yoptf(:,2),T,Y(:,2),'linewidth',1.2)
% title('Comportamiento corriente i_q Optima')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('i_q [Amp]')
legend('i_q_c_a_l','i_q')
subplot(2,1,2)

```

```

plot(T,Yopt(:,4),T,Y(:,3),'linewidth',1.2)
% title('Comportamiento velocidad angular \omega_r optima')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('\omega_r [rad/s]')
legend('\omega_r_c_a_1','\omega_r')

toc % Final de contador de tiempo de evaluacion

```

Anexo 8: Algoritmo de sintonización de ganancias mediante ED

```

% Programacion de busqueda de Ganancias del MSIP
% Mediante metodo de Evolucion Diferencial
% Con presencia de fisura
% Cinco ganancias de control
% Sin estimador de par de carga
% 24 de Diciembre de 2017
% Doctorado Optomecatronica
% Abraham Manilla Garcia
%-----
--

clc
clear all;

tic % Inicio de Contador de tiempo de evaluacion

% PARAMETROS DESEADOS DEL ALGORITMO DE EVOLUCION DIFERENCIAL
NP=20; % Numero de individuos
I=[1000 2000; 150 500; -10 10; -800 -550; -20 10]; % Espacio de Busqueda
de soluciones
% I=[0 2000; 0 500; -10 10; -800 0; -20 0]; % Espacio de Busqueda de
soluciones mas amplio, no optimo
Nevo= 2; % Numero de evoluciones
Ta=3.1e-8; % Tamaño de la fisura

% GANANCIAS OPTIMAS
k1=9990.09; % Ganancias optimas de comparacion para el algoritmo
k2=930.00;
ki=5;
kp=-376.32;
kd=9;

% intervalo de tiempo de evaluacion
tf=0.001;
Tint=0.00001;

% PARAMETROS DESEADOS DE SOLUCION DEL MSIP
[T,Y] = ode45(@Ecuaciones_dq,[0:Tint:tf],[0 0 0]);

%CREACION DE LA POBLACION FLOTANTE ALEATORIA
Poblacion=rand(NP,5);

%ESCALAMIENTO DE LA POBLACION FLOTANTE CON RESPECTO A LOS VALORES DE
BUSQUEDA

```

```

for i = 1:5
    Poblacion(:,i) = (I(i,2)-I(i,1))*Poblacion(:,i)+I(i,1);
end

Ninicial=1;

while Ninicial <=Nevo % Conteo numero de evoluciones

% GENERACION DE LA POBLACION MUTANTE

for i =1:5
    for j = 1:NP
        index1 = randperm(NP,3);
        Poblacion(j,5+i) =(Poblacion(index1(1,1),i)-
Poblacion(index1(1,2),i))...
        +Poblacion(index1(1,3),i);
    end
end

% REALIZANDO CRUCE DE POBLACION MUTANTE CON LA POBLACION FLOTANTE
for i =1:5
    for j = 1:NP
        beta = rand();
        Poblacion(j,5*2+i) = ...
        beta*Poblacion(j,i)+(1-beta)*Poblacion(j,5+i);
    end
end

% DEFINICION DE INDIVIDUOS DE LA POBLACION FLOTANTE Y POBLACION CRUZADA
Kf1 = [Poblacion(:,1) Poblacion(:,2) Poblacion(:,3) Poblacion(:,4)
Poblacion(:,5)]; % Poblacion de ganancias Flotantes
Kcr =[Poblacion(:,5*2+1) Poblacion(:,5*2+2) Poblacion(:,5*2+3)
Poblacion(:,5*2+4) Poblacion(:,5*2+5)]; % Poblacion de ganancias cruzadas

% EVALUACION DE LOS INDIVIDUOS DE LA POBLACION GENERADA Y CRUZADA EN EL
MODELO
% DINAMICO DEL MSIP
for i=1:NP

    % Evaluacion Poblacion Flotante
    [T,Yf] =
ode45(@(t,y)Ecuaciones_dq_Prueba_ED(t,y,Kf1(i,1),Kf1(i,2),Kf1(i,3),Kf1(i,
4),Kf1(i,5)),[0:Tint:tf],[0 0 0 0 Ta]);
    figure(1)
    subplot(2,1,1)
    plot(T,Yf(:,2), 'linewidth',1.0)
    hold on
%     title('Comportamiento corriente i_q')
    xlabel('Tiempo [s]')
    ylabel('i_q [Amp]')
    axis([0 tf -20 100]);
    subplot(2,1,2)

```

```

    plot(T,Yf(:,4), 'linewidth',1.0)
    hold on
%     title('Comportamiento velocidad angular \omega_r')
    xlabel('Tiempo [s]')
    ylabel('\omega_r [rad/s]')
    axis([0 tf -50 200]);
%     Calculo del costo
    Cf1(i) = sum((Y(:,1)-Yf(:,1)).^2) + sum((Y(:,2)-Yf(:,2)).^2) +
sum((Y(:,3)-Yf(:,4)).^2);

%     Evaluacion Poblacion Cruzada
    [T,Ycr] =
ode45(@(t,y)Ecuaciones_dq_Prueba_ED(t,y,Kcr(i,1),Kcr(i,2),Kcr(i,3),Kcr(i,
4),Kcr(i,5)),[0:Tint:tf],[0 0 0 0 Ta]);
    subplot(2,1,1)
    plot(T,Ycr(:,2), 'linewidth',1.2)
%     title('Comportamiento corriente i_q')
    xlabel('Tiempo [s]')
    ylabel('i_q [Amp]')
    subplot(2,1,2)
    plot(T,Ycr(:,4), 'linewidth',1.2)
%     title('Comportamiento velocidad angular \omega_r')
    xlabel('Tiempo [s]')
    ylabel('\omega_r [rad/s]')
%     Calculo del costo
    Ccr(i) = sum((Y(:,1) - Ycr(:,1)).^2) + sum((Y(:,2) - Ycr(:,2)).^2) +
sum((Y(:,3) - Ycr(:,4)).^2);

end

% MATRICES DE COSTO

Cf1=[Cf1]';
Ccr=[Ccr]';

% EVALUACION EL COMPORTAMIENTO DE LA POBLACION DE LAS GANANCIAS

for i = 1:NP
    if Cf1(i) > Ccr(i);
        Poblacion(i,1:5) = Poblacion (i,5*2+1:5*2+5);
    end
end

Ninicial = Ninicial + 1;

end

% DEFINICION DE LA NUEVA POBLACION
Poblacion;

% DEFINICION DE NUEVA POBLACION QUE ALIMENTA EL ALGORITMO
Popt =[Poblacion(:,1) Poblacion(:,2) Poblacion(:,3) Poblacion(:,4)
Poblacion(:,5)];

```

```

% GRAFICA DE LA MEJOR GANANCIA CON RESPECTO A LA ULTIMA POBLACION
GENERADA

for i=1:NP

    [T,Yopt] =
ode45(@(t,y)Ecuaciones_dq_Prueba_ED(t,y,Popt(i,1),Popt(i,2),Popt(i,3),Pop
t(i,4),Popt(i,5)),[0:Tint:tf],[0 0 0 0 Ta]);
    figure (2)
    subplot(2,1,1)
    hold on
    plot(T,Yopt(:,2),'linewidth',1.2)
%     title('Comportamiento corriente i_q')
    xlabel('Tiempo [s]')
    ylabel('i_q [Amp]')
    subplot(2,1,2)
    hold on
    plot(T,Yopt(:,4),'linewidth',1.2)
%     title('Comportamiento velocidad angular \omega_r')
    xlabel('Tiempo [s]')
    ylabel('\omega_r [rad/s]')
    % Calculo del costo
    CPt(i) = sum((Y(:,1)-Yopt(:,1)).^2) + sum((Y(:,2)-Yopt(:,2)).^2) +
sum((Y(:,3)-Yopt(:,4)).^2);
end

CoPt=[CPt]'; % VECTOR COSTO DE LA POBLACION FINAL

% MATRIZ AUMENTADA DE POBLACION CON RESPECTO AL COSTO
McPt = [CoPt Popt(:,1) Popt(:,2) Popt(:,3) Popt(:,4) Popt(:,5)];

% ORDENANDO DE MAYOR A MENOR CON RESPECTO AL COSTO
VcCpt =sort(McPt(:,1),'ascend');

% LOCALIZANDO POSICION DEL COSTO MENOR
vectorCpt=find(McPt==VcCpt(1,1));

% OBTENIENDO EL VECTOR COMPLETO DE GANANCIAS CON MENOR ERROR TOTAL
KcPt = McPt(vectorCpt,:);

% DETERMINANDO EL ERROR CUADRATICO INDIVIDUAL Y TOTAL CON RESPECTO A LAS
% GANANCIAS OBTENIDAS CON EL ALGORITMO

for i=1:NP
    Kseli = (k1-Popt(i,1))^2;
    Vksel(i) = [Kseli];
    Kse2i = (k2-Popt(i,2))^2;
    Vkse2(i) = [Kse2i];
    Kse3i = (ki-Popt(i,3))^2;
    Vkse3(i) = [Kse3i];
    Kse4i = (kp-Popt(i,4))^2;
    Vkse4(i) = [Kse4i];
    Kse5i = (kd-Popt(i,5))^2;
    Vkse5(i) = [Kse5i];
    Vrr(i) = [Vksel(i) + Vkse2(i) + Vkse3(i) + Vkse4(i) + Vkse5(i)];

```

```

    Err(i) = [Vrr(i)];
end

% GENERACION DE MATRIZ AUMENTADA DE VALORES CON ERROR TOTAL
Vgner = [Err' Popt(:,1) Popt(:,2) Popt(:,3) Popt(:,4) Popt(:,5)];

% ORDENANDO DE MAYOR A MENOR CON RESPECTO AL ERROR
Vecord =sort(Vgner(:,1), 'ascend');

% LOCALIZANDO POSICION DEL ERROR TOTAL MENOR
vector=find(Vgner==Vecord(1,1));

% OBTENIENDO EL VECTOR COMPLETO DE GANANCIAS CON MENOR ERROR TOTAL
Ksel = Vgner(vector,:);

ErrorMenor = Ksel(1,1);
CostoMenor = KcPt(1,1);

% SELECCION DEL VECTOR GANANCIAS CON RESPECTO AL ERROR, CON RESPECTO AL
% COSTO Y EL DESEADO
VGsel = [Ksel(1,2) Ksel(1,3) Ksel(1,4) Ksel(1,5) Ksel(1,6)];
VgCpt = [KcPt(1,2) KcPt(1,3) KcPt(1,4) KcPt(1,5) KcPt(1,6)];

GananciasErrorMenor = [VGsel]
GananciasCostoMenor = [VgCpt]
GananciasDeseadas = [k1 k2 ki kp kd]

% GRAFICANDO EL COMPORTAMIENTO DEL MEJOR INDIVIDUO CON RESPECTO AL MENOR
% COSTO CON RESPECTO A LAS GANANCIAS OPTIMAS

[T,Yoptf] =
ode45(@(t,y)Ecuaciones_dq_Prueba_ED(t,y,VgCpt(1,1),VgCpt(1,2),VgCpt(1,3),
VgCpt(1,4),VgCpt(1,5)),[0:Tint:tf],[0 0 0 0 Ta]);

figure (3)
subplot(2,1,1)
plot(T,Yoptf(:,2),T,Y(:,2), 'linewidth',1.2)
% title('Comportamiento corriente i_q Optima')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('i_q [Amp]')
legend('i_q_c_a_l', 'i_q')
subplot(2,1,2)
plot(T,Yopt(:,4),T,Y(:,3), 'linewidth',1.2)
% title('Comportamiento velocidad angular \omega_r optima')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('\omega_r [rad/s]')
legend('\omega_r_c_a_l', '\omega_r')

toc % Final de contador de tiempo de evaluacion

```

Anexo 9: Algoritmo de sintonización de ganancias mediante PSO

```

% Programacion de busqueda de Ganancias del MSIP

```

```

% Mediante metodo de Optimizacion por enjambre de particulas
% Modelo dinamico con presencia de fisura en la inercia rotacional
% Cinco ganancias de control
% Sin estimador de par de carga
% Doctorado Optomecatronica
% Abraham Manilla Garcia
% 24 de Diciembre de 2017
%-----
--

clc
clear all;

tic % Inicio de Contador de tiempo de evaluacion

% PARAMETROS DESEADOS DEL ALGORITMO ENJAMBRE DE PARTICULAS
NP=12; % Numero de Particulas
% I=[1000 2000; 150 500; -10 10; -800 -550; -10 10]; % Espacio de
Busqueda de soluciones
I=[0 2000; 0 500; -10 10; -800 0; -20 0]; % Espacio de Busqueda de
soluciones mas amplio, no optimo
Nevo= 1; % Numero de iteraciones
Ta=3e-8; % Tamaño de la fisura

% GANANCIAS OPTIMAS
k1=9990.09; % Ganancias optimas de comparacion para el algoritmo
k2=930.00;
ki=5;
kp=-376.32;
kd=9;

% intervalo de tiempo de evaluacion
tf=0.001;

% PARAMETROS DESEADOS DE SOLUCION DEL MSIP
[T,Y] = ode45(@Ecuaciones_dq,[0:0.00001:tf],[0 0 0]);

% TAMAÑO DEL ENJAMBRE
% npar = 2;
c1 = 1;
c2 = 2-c1;

%LIMITES PARA LA BUSQUEDA DE CADA PARAMETRO DE LAS PARTICULAS

MinRs=I(1,1);          MaxRs=I(1,2);
MinRr=I(2,1);          MaxRr=I(2,2);
MinXs=I(3,1);          MaxXs=I(3,2);
MinXm=I(4,1);          MaxXm=I(4,2);
MinYs=I(5,1);          MaxYs=I(5,2);

% DEFINICION DE LAS PARTICULAS
par(:,1)=(MaxRs-MinRs)*rand(NP,1)+MinRs;
par(:,2)=(MaxRr-MinRr)*rand(NP,1)+MinRr;

```

```

par(:,3)=(MaxXs-MinXs)*rand(NP,1)+MinXs;
par(:,4)=(MaxXm-MinXm)*rand(NP,1)+MinXm;
par(:,5)=(MaxYs-MinYs)*rand(NP,1)+MinYs;

% DEFINICION DE MATRIZ DE PARTICULAS 'GANANCIAS'
Kini = [par];

%DEFINICION DE MATRIZ DE VELOCIDADES INICIALES
Vini =zeros(NP,5);

% EVALUACION DE LA PRIMER POBLACION DE PARTICULAS EN EL MODELO DINAMICO
for i=1:NP

    [T,Yev] =
ode45(@(t,y)Ecuaciones_dq_Prueba_PSO(t,y,Kini(i,1),Kini(i,2),Kini(i,3),Ki
ni(i,4),Kini(i,5)),[0:0.00001:tf],[0 0 0 0 Ta]);
    Cini(i) = sum((Y(:,1)-Yev(:,1)).^2) + sum((Y(:,2)-Yev(:,2)).^2) +
sum((Y(:,3)-Yev(:,4)).^2);
    figure(1)
    subplot(2,1,1)
    plot(T,Yev(:,2),'linewidth',1.0)
    hold on
%     title('Comportamiento corriente i_q')
    xlabel('Tiempo [s]')
    ylabel('i_q [Amp]')
    axis([0 tf -20 100]);
    subplot(2,1,2)
    plot(T,Yev(:,3),'linewidth',1.0)
    hold on
%     title('Comportamiento velocidad angular \omega_r')
    xlabel('Tiempo [s]')
    ylabel('\omega_r [rad/s]')
    axis([0 tf -50 200]);

end

% MATRIZ DE COSTO INICIAL
MCini = [Cini]';

% ORDENANDO DE MENOR A MENOR EL COSTO DE LA PRIMER POBLACION PARA OBTENER
% EL MEJOR ELEMENTO GLOBAL
[vec iP] =sort(MCini,'ascend');

%OBTENIENDO EL MEJOR INDICE MINIMO CON RESPECTO AL COSTO GLOBAL
g=iP(1);

%MATRIZ AUMENTADA COSTO GANANCIAS

% BUSQUEDA DEL MEJOR LOCAL
P = zeros(NP,5); % GENERACION DE MATRIZ DE MINIMOS LOCALES

n=NP-2;

for i=1:n

```

```

X1 = MCini(i); %PRIMER ELEMENTO DE COMPARACION
X2 = MCini(i+1); %SEGUNDO ELEMENTO DE COMPARACION
X3 = MCini(i+2); %STERCER ELEMENTO DE COMPARACION
if (X1 < X2 < X3);
    P(i,:) = Kini(i,:);
end
if (X2 < X1 < X3);
    P(i,:) = Kini(i+1,:);
end
if (X3 < X1 < X2);
    P(i,:) = Kini(i+2,:);
end
if (X1 < X3 < X2);
    P(i,:) = Kini(i,:);
end
if (X2 < X3 < X1);
    P(i,:) = Kini(i+1,:);
end
if (X3 < X2 < X1);
    P(i,:) = Kini(i+2,:);
end
if (X1==X2==X3<1e2);
    P(i,:) = Kini(i,:);
end
end

```

```
% ANALISIS DEL PENULTIMO ELEMENTO
```

```

X1 = MCini(NP-1); %PRIMER ELEMENTO DE COMPARACION
X2 = MCini(NP); %SEGUNDO ELEMENTO DE COMPARACION
X3 = MCini(NP-2); %STERCER ELEMENTO DE COMPARACION

if (X1 < X2 < X3);
    P(NP-1,:) = Kini(NP-1,:);
end
if (X2 < X1 < X3);
    P(NP-1,:) = Kini(NP,:);
end
if (X3 < X1 < X2);
    P(NP-1,:) = Kini(NP-2,:);
end
if (X1 < X3 < X2);
    P(NP-1,:) = Kini(NP-1,:);
end
if (X2 < X3 < X1);
    P(NP-1,:) = Kini(NP,:);
end
if (X3 < X2 < X1);
    P(NP-1,:) = Kini(NP-2,:);
end
if (X1 == X2 == X3<1e2);
    P(NP-1,:) = Kini(NP-1,:);
end
end

```

```

% ANALISIS DEL ULTIMO ELEMENTO
X1 = MCini(NP); %PRIMER ELEMENTO DE COMPARACION
X2 = MCini(NP-1); %SEGUNDO ELEMENTO DE COMPARACION
X3 = MCini(1); %STERCER ELEMENTO DE COMPARACION

    if (X1 < X2 < X3);
        P(NP,:) = Kini(NP,:);
    end
    if (X2 < X1 < X3);
        P(NP,:) = Kini(NP-1,:);
    end
    if (X3 < X1 < X2);
        P(NP,:) = Kini(1,:);
    end
    if (X1 < X3 < X2);
        P(NP,:) = Kini(NP,:);
    end
    if (X2 < X3 < X1);
        P(NP,:) = Kini(NP-1,:);
    end
    if (X3 < X2 < X1);
        P(NP,:) = Kini(1,:);
    end
    if (X1 == X2 == X3 < 1e2);
        P(NP,:) = Kini(NP,:);
    end
end

P1 =[P]; % DEFINICION DE LA MATRIZ DE MINIMOS LOCALES

% DEFINICION DE VARIABLES ALEATORIAS
R1=rand(1);%variables aleatorias uniformes positivos[0 1]
R2=rand(1);%pag 28 PSO/ tambien pueden ser aleatorio

evcon=1;
while (evcon<=Nevo);
    [evcon MCini(g)];
    cont=1;
    while(cont<=NP)

        vn(cont,1)=Vini(cont,1)+c1*R1*(P1(cont,1)-
Kini(cont,1))+c2*R2*(Kini(g,1)-Kini(cont,1));
        vn(cont,2)=Vini(cont,2)+c1*R1*(P1(cont,2)-
Kini(cont,2))+c2*R2*(Kini(g,2)-Kini(cont,2));
        vn(cont,3)=Vini(cont,3)+c1*R1*(P1(cont,3)-
Kini(cont,3))+c2*R2*(Kini(g,3)-Kini(cont,3));
        vn(cont,4)=Vini(cont,4)+c1*R1*(P1(cont,4)-
Kini(cont,4))+c2*R2*(Kini(g,4)-Kini(cont,4));
        vn(cont,5)=Vini(cont,5)+c1*R1*(P1(cont,5)-
Kini(cont,5))+c2*R2*(Kini(g,5)-Kini(cont,5));

        %OBTENCION DE VALORES DE LAS SIGUIENTES GANANCIAS

        K1=Kini(cont,1)+vn(cont,1);%actualizacion de S
        K2=Kini(cont,2)+vn(cont,2);%actualizacion de S
        K3=Kini(cont,3)+vn(cont,3);%actualizacion de S

```

```

K4=Kini(cont,4)+vn(cont,4);%actualizacion de S
K5=Kini(cont,5)+vn(cont,5);%actualizacion de S

Keva = [K1 K2 K3 K4 K5];

Cc=zeros(NP,1); %MATRIZ DE CEROS PARA COLOCAR COSTOS POR CADA
CICLO
[T,Yan] =
ode45(@(t,y)Ecuaciones_dq_Prueba_PSO(t,y,Keva(1,1),Keva(1,2),Keva(1,3),Ke
va(1,4),Keva(1,5)),[0:0.00001:tf],[0 0 0 0 Ta]);
Cob(cont) = sum((Y(:,1)-Yan(:,1)).^2) + sum((Y(:,2)-Yan(:,2)).^2)
+ sum((Y(:,3)-Yan(:,4)).^2);
figure(1)
subplot(2,1,1)
plot(T,Yan(:,2),'linewidth',1.0)
hold on
% title('Comportamiento corriente i_q')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('i_q [Amp]')
axis([0 tf -20 100]);
subplot(2,1,2)
plot(T,Yan(:,3),'linewidth',1.0)
hold on
% title('Comportamiento velocidad angular \omega_r')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('\omega_r [rad/s]')
axis([0 tf -50 200]);

% CRITERIO DE SELECCION DE PARTICULAS
if (Cob(cont)<MCini(cont));%MINIMO
    Kini(cont,:)=Keva;%actualizacion de Kini

    Con(cont)=Cob(cont);
else
    Kini(cont,:)=Kini(cont,:);
    Con(cont)=MCini(cont);
end

Cc(cont) =Con(cont);
S=[Kini];
MCini =[Cc]';

cont=cont+1;
R1=rand(1);%variables aleatorias uniformes positivos[0 1]
R2=rand(1);%pag 28 PSO/ tambien pueden ser aleatorios
end

% ACTUALIZACION DE VALORES DEL CICLO
Vini=vn;%actualizacion de velocidades
Kini = S;
[vec iP]=sort(Kini);
g=iP(1);%redefinicion del indice g MINIMO

% Actualizacion a minimos locales

```

```

    P = zeros(NP,5); % GENERACION DE MATRIZ DE MINIMOS LOCALES
n=NP-2;

for i=1:n

    X1 = MCini(i); %PRIMER ELEMENTO DE COMPARACION
    X2 = MCini(i+1); %SEGUNDO ELEMENTO DE COMPARACION
    X3 = MCini(i+2); %STERCER ELEMENTO DE COMPARACION

    if (X1 < X2 < X3);
        P(i,:) = Kini(i,:);
    end

    if (X2 < X1 < X3);
        P(i,:) = Kini(i+1,:);
    end

    if (X3 < X1 < X2);
        P(i,:) = Kini(i+2,:);
    end

    if (X1 < X3 < X2);
        P(i,:) = Kini(i,:);
    end

    if (X2 < X3 < X1);
        P(i,:) = Kini(i+1,:);
    end

    if (X3 < X2 < X1);
        P(i,:) = Kini(i+2,:);
    end
    if (X1==X2==X3<1e2);
        P(i,:) = Kini(i,:);
    end
end

% ANALISIS DEL PENULTIMO ELEMENTO

X1 = MCini(NP-1); %PRIMER ELEMENTO DE COMPARACION
X2 = MCini(NP); %SEGUNDO ELEMENTO DE COMPARACION
X3 = MCini(NP-2); %STERCER ELEMENTO DE COMPARACION

    if (X1 < X2 < X3);
        P(NP-1,:) = Kini(NP-1,:);
    end

    if (X2 < X1 < X3);
        P(NP-1,:) = Kini(NP,:);
    end

    if (X3 < X1 < X2);
        P(NP-1,:) = Kini(NP-2,:);
    end
end

```

```

    if (X1 < X3 < X2);
        P(NP-1,:) = Kini(NP-1,:);
    end

    if (X2 < X3 < X1);
        P(NP-1,:) = Kini(NP,:);
    end

    if (X3 < X2 < X1);
        P(NP-1,:) = Kini(NP-2,:);
    end
    if (X1 == X2 == X3 < 1e2);
        P(NP-1,:) = Kini(NP-1,:);
    end

% ANALISIS DEL ULTIMO ELEMENTO

X1 = MCini(NP); %PRIMER ELEMENTO DE COMPARACION
X2 = MCini(NP-1); %SEGUNDO ELEMENTO DE COMPARACION
X3 = MCini(1); %STERCER ELEMENTO DE COMPARACION

    if (X1 < X2 < X3);
        P(NP,:) = Kini(NP,:);
    end
    if (X2 < X1 < X3);
        P(NP,:) = Kini(NP-1,:);
    end
    if (X3 < X1 < X2);
        P(NP,:) = Kini(1,:);
    end
    if (X1 < X3 < X2);
        P(NP,:) = Kini(NP,:);
    end
    if (X2 < X3 < X1);
        P(NP,:) = Kini(NP-1,:);
    end
    if (X3 < X2 < X1);
        P(NP,:) = Kini(1,:);
    end
    if (X1 == X2 == X3 < 1e2);
        P(NP,:) = Kini(NP,:);
    end
    P1 = [P]; % ACTUALIZACION DE MINIMOS LOCALES

    %fin de actualizacion de minimos locales

    evcon=evcon+1;

end

Poblacion = Kini; %POBLACION ULTIMA

```

```

% DEFINICION DE NUEVA POBLACION QUE ALIMENTA EL ALGORITMO
Popt =[Poblacion(:,1) Poblacion(:,2) Poblacion(:,3) Poblacion(:,4)
Poblacion(:,5)];

% GRAFICANDO LA MEJOR GANANCIA CON RESPECTO A LA ULTIMA POBLACION
GENERADA

for i=1:NP
    [T,Yopt] =
ode45(@(t,y)Ecuaciones_dq_Prueba_PSO(t,y,Popt(i,1),Popt(i,2),Popt(i,3),Po
pt(i,4),Popt(i,5)),[0:0.00001:tf],[0 0 0 0 Ta]);
    figure (2)
    subplot(2,1,1)
    hold on
    plot(T,Yopt(:,2),'linewidth',1.2)
%     title('Comportamiento corriente i_q')
    xlabel('Tiempo [s]')
    ylabel('i_q [Amp]')
    subplot(2,1,2)
    hold on
    plot(T,Yopt(:,4),'linewidth',1.2)
%     title('Comportamiento velocidad angular \omega_r')
    xlabel('Tiempo [s]')
    ylabel('\omega_r [rad/s]')
%     Calculo del costo
    CPt(i) = sum((Y(:,1)-Yopt(:,1)).^2) + sum((Y(:,2)-Yopt(:,2)).^2) +
sum((Y(:,3)-Yopt(:,4)).^2);

end

CoPt=[CPt]'; % VECTOR COSTO DE LA POBLACION FINAL

% MATRIZ AUMENTADA DE POBLACION CON RESPECTO AL COSTO
McPt = [CoPt Popt(:,1) Popt(:,2) Popt(:,3) Popt(:,4) Popt(:,5)];

% ORDENANDO DE MAYOR A MENOR CON RESPECTO AL COSTO
VcCpt =sort(McPt(:,1),'ascend');

% LOCALIZANDO POSICION DEL COSTO MENOR
vectorCpt=find(McPt==VcCpt(1,1));

% OBTENIENDO EL VECTOR COMPLETO DE GANANCIAS CON MENOR ERROR TOTAL
KcPt = McPt(vectorCpt,:);

% DETERMINANDO EL ERROR CUADRATICO INDIVIDUAL Y TOTAL CON RESPECTO A LAS
% GANANCIAS OBTENIDAS CON EL ALGORITMO

for i=1:NP
    Kseli = (k1-Popt(i,1))^2;
    Vkse1(i) = [Kseli];
    Kse2i = (k2-Popt(i,2))^2;
    Vkse2(i) = [Kse2i];
    Kse3i = (ki-Popt(i,3))^2;
    Vkse3(i) = [Kse3i];

```

```

    Kse4i = (kp-Popt(i,4))^2;
    Vkse4(i) = [Kse4i];
    Kse5i = (kd-Popt(i,5))^2;
    Vkse5(i) = [Kse5i];
    Vrr(i) = [Vkse1(i) + Vkse2(i) + Vkse3(i) + Vkse4(i) + Vkse5(i)];
    Err(i) = [Vrr(i)];
end

% GENERACION DE MATRIZ AUMENTADA DE VALORES CON ERROR TOTAL
Vgner = [Err' Popt(:,1) Popt(:,2) Popt(:,3) Popt(:,4) Popt(:,5)];

% ORDENANDO DE MAYOR A MENOR CON RESPECTO AL ERROR
Vecord =sort(Vgner(:,1), 'ascend');

% LOCALIZANDO POSICION DEL ERROR TOTAL MENOR
vector=find(Vgner==Vecord(1,1));

% OBTENIENDO EL VECTOR COMPLETO DE GANANCIAS CON MENOR ERROR TOTAL
Ksel = Vgner(vector,:);

ErrorMenor = Ksel(1,1);
CostoMenor = KcPt(1,1);

% SELECCION DEL VECTOR GANANCIAS CON RESPECTO AL ERROR, CON RESPECTO AL
% COSTO Y EL DESEADO
VGsel = [Ksel(1,2) Ksel(1,3) Ksel(1,4) Ksel(1,5) Ksel(1,6)];
VgCpt = [KcPt(1,2) KcPt(1,3) KcPt(1,4) KcPt(1,5) KcPt(1,6)];

GananciasErrorMenor = [VGsel]
GananciasCostoMenor = [VgCpt]
GananciasDeseadas = [k1 k2 ki kp kd]

% GRAFICANDO EL COMPORTAMIENTO DEL MEJOR INDIVIDUO CON RESPECTO AL MENOR
% COSTO CON RESPECTO A LAS GANANCIAS OPTIMAS

[T,Yoptf] =
ode45(@(t,y)Ecuaciones_dq_Prueba_PSO(t,y,VgCpt(1,1),VgCpt(1,2),VgCpt(1,3)
,VgCpt(1,4),VgCpt(1,5)),[0:0.00001:tf],[0 0 0 0 Ta]);
figure (3)
subplot(2,1,1)
plot(T,Yoptf(:,2),T,Y(:,2), 'linewidth',1.2)
% title('Comportamiento corriente i_q Optima')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('i_q [Amp]')
legend('i_q_c_a_1','i_q')
subplot(2,1,2)
plot(T,Yopt(:,4),T,Y(:,3), 'linewidth',1.2)
% title('Comportamiento velocidad angular \omega_r optima')
xlabel('Tiempo [s]')
ylabel('\omega_r [rad/s]')
legend('\omega_r_c_a_1','\omega_r')

toc % Final de contador de tiempo de evaluacion

```

Anexo 10: Modelo de estimación del ciclo de vida del MSIP

```

function dx = Ecuaciones_dq_Prueba_GEN(t,x,Aa,Bb,Cc,Dd,Ee)
% Programa de las ecuaciones diferenciales No Lineales
% Motor sincrono de imanes permanentes
% Ecuacion de Balance de torque
% Ecuacion de Paris
% Ecuacion de propuesta de fatiga
% Propuesta de modelo de degradacion en J
% Analisis de variacion de temperatura y balance de energia
% Abraham Manilla Garcia
% 23 abril de 2019

% DEFINICION DE LAS GANANCIAS DADAS
k1=Aa;
k2=Bb;
Ki=Cc;
Kp=Dd;
Kd=Ee;

% PROPIEDADES DE LA FISURA (PROPUESTA)
gt=0.5*(1+cos(x(3))); % Ecuacion de respiro de Mayes y Davis
c=10e-11; % Dependiendo del material
m=3; % Dependiendo del material
d=gt*x(5); % Modelo de la fisura (PROPUESTO)
% L=0.35; % Longitud del eje

% coeficientes del sistema
R=2.6; % RESISTENCIA
Ld=6.73e-3; % INDUCTANCIA 1
Lq=6.73e-3; % INDUCTANCIA 2
P=4; % PARES DE POLOS
Lambda=0.319; % FLUJOS
D=0.137409; % Diametro del eje (a partir del momento de inercia
rotacional)
% J=(pi/32)*(D^4-d^4); % MOMENTO DE INERCIA ROTACIONAL DEL ROTOR
(PROPUESTA CON VARIACION DE GRIETA)
% J=3.5e-5; % Inercia rotacional de masa no de area, ojo
J=(pi/32)*D^4-(pi/32)*(d^2)*((d^2/4)+D); % Inercia rotacional de masa no
de area, ojo
B=5e-5; % Amortiguamiento viscoso
% E=210e9; %Modulo de Young del acero del eje, en Pascales
% K=E*Ja/L; % Rigidez torsional

% Parametros de variacion de la Temperatura
cr=0.094e3; % Calor especifico del Bronce [Kcal/Kg°C]
mr=0.4; % Masa de la bobina de cobre [Kg]
% ms=0.75; % Masa del estator
Alfa=-0.059738; % Coeficiente de temperatura del Bronce [1/°C]
% Lamda_T=397; % Conductividad termica del cobre [W/m°C]
h=5; % Coeficiente de conveccion del aire (investigar dato)
Temp_ini=20; % Temperatura inicial del sistema
Sy=120000000; % Resistencia a la fluencia del acero (dependiente del
material)
% Par de carga

```

```

Tl=5;

% Comportamiento de la resistencia
rT=R*(1+Alfa*(x(7)-20));

Tel=(1.5*P*Lambda)*(x(2)); %Torque electromagnetico

% Constante de amortiguamiento del error en velocidad
C=1500.5;

% Velocidad angular de referencia

% if t<0.0005
%     x4_d=188.5;
% else
%     x4_d=188.5;
% end
x4_d=188.5;

KT=1.5*P*Lambda;
er=x(4)-x4_d;
iqd1=(C*er*2*J)/P;

x2_d=(iqd1+Tl)/KT;

% Corriente i_d de referencia
x1_d=0;

% Definicion de relaciones de error
y1=x(1)-x1_d;

s=length(t); %longitud de la funcion
N=size(s);
y2=zeros(1,s); % Espacio de memoria para la derivada numerica
y3=zeros(1,s); % Espacio en memoria para integracion numerica
% Algoritmo de primera derivada
suma=0;

for i=2:s-1
y2(i)=(y1(i+1)-y1(i))/(N(2));
xm=(t(i+1)+t(i))/2;
suma=suma+y1(xm)*(t(i+1)-t(i));
y3(i)=suma;
end

% definicion de ecuaciones de control
Vd=(Kd+1)*y2 + (rT/Ld+Kp)*y1 + Ki*y3; % Control PID
Vq=-(k1*(x(2)-x2_d)+k2*(x(4)-x4_d)); % Control retroalimentacion de
estados

% Definicion de ecuaciones diferenciales del consumo de corriente del
MSIP
dx1=(Vd/Ld)-(rT/Ld)*x(1)+(Lq/Ld)*x(4)*x(2); % Corriente i_d no lineal

```

```

dx2=(Vq/Lq)-(rT/Lq)*x(2)-(Ld/Lq)*x(4)*x(1)-(Lambda/Lq)*x(4); % Corriente
i_q no lineal

% Definicion de ecuaciones de movimiento (Balance de torque)
dx3=x(4); % Posicion angular
% dx4=(P/(2*J))*(Te1-Tl-B*x(4)-K*x(3)); % Velocidad angular w_r no lineal
dx4=(P/(2*J))*(Te1-Tl-B*x(4)); % Velocidad angular w_r no lineal

% DINAMICA DE LA FRACTURA
% DeltaS=(16*(Te1-Tl)*D)/(pi*(D^4-d^4)); % Esfuerzo cortante en el rotor
del MSIP
DeltaS=(Te1-Tl)*(D/2)/J; % Esfuerzo cortante en el rotor del MSIP
Deltak=DeltaS*((pi*x(5))^(1/2)); % Factor de intensidad de tensiones

Sy=300e6;
Fs=Sy/DeltaS;
b0=(1-Fs)/t;
dx5=x4_d*c*Deltak^m; % Dinamica de la fractura (ley de Paris)
% dx6=x4_d-b0*x(6); % Numero de ciclos de trabajo
dx6=x4_d; % Numero de ciclos de trabajo
% Definicion del calor suministrado al sistema (Ley Joule)
Qe=((x(1))^2+(x(2))^2)*rT*t;

% Definicion del calor substraído del sistema
dx7=(1/(cr*mr))*(Qe-x(8)); % Temperatura
dx8=h*(x(7)-Temp_ini); % Ley de enfriamiento de Newton

dx=[dx1; dx2; dx3; dx4; dx5; dx6; dx7; dx8];

end

```

Anexo 11: Modelo del MSIP con estimación de desbalance de torque

```

function dx = Ecuaciones_dq_Torque(t,x,Aa,Bb,Cc,Dd,Ee)
% Programa de las ecuaciones diferenciales No Lineales
% Motor sincrónico de imanes permanentes
% Ecuacion de Balance de torque
% Ecuacion de Paris
% Propuesta de modelo de degradacion en Inercia de Area
% Ecuaciones de desbalance en el eje del rotor (ECUACION LAVAL)
% Abraham Manilla Garcia
% 17 julio de 2019

% DEFINICION DE LAS GANANCIAS DADAS
k1=Aa;
k2=Bb;
Ki=Cc;
Kp=Dd;
Kd=Ee;

% PROPIEDADES DE LA FISURA (PROPUESTA)
gt=0.5*(1+cos(x(3))); % Ecuacion de respiro de Mayes y Davis
c=10e-11; % Dependiendo del material
m=3; % Dependiendo del material

```

```

d=gt*x(5); % Modelo de la fisura (PROPUESTO)

% coeficientes del sistema
R=2.6; % RESISTENCIA
P=4; % PARES DE POLOS
Lambda=0.319; % FLUJOS
B=5e-5; % Amortiguamiento viscoso

% Parametros para calculo de Inductancia
tph=12; % Numero de vueltas de la bobina por fase [Unidades]
mu_0=12.566370e-7; % Permeabilidad magnetica del vacio [N/Amp^2]
D_bob=2.1192e-4; % Diametro del conductor de bobina [m]
L_bob=2.6; % Longitud del alambre de la bobina [m]
C_car=1.9; % Coeficiente de carter
% delta_g=2.8467e-5; % Entrehierro de diseño [m]
delta_g=3.27254e-6; % Entrehierro de diseño [m]
delta_r=delta_g-(x(6)^2+x(8)^2)^(1/2); % Entrehierro desbalanceado
% Ld=6.73e-3; % INDUCTANCIA 1 [Henrios]
Ld=1.125*pi*mu_0*((tph/P)^2)*((D_bob*L_bob)/(C_car*delta_r));
% Lq=6.73e-3; % INDUCTANCIA 2
Lq=1.125*pi*mu_0*((tph/P)^2)*((D_bob*L_bob)/(delta_r));

% Parametros del motor
D=0.137409; % Diametro del eje (a partir del momento de inercia
rotacional)
L=0.35; % Longitud del eje
ms=0.75; % Masa del estator
E=210e9; %Modulo de Young del acero del eje, en Pascales

% Calculo de inercias
Jm=3.5e-5; % Inercia rotacional de masa, ojo, aplicada al la ecuacion de
balance de torque
Ja=((pi/32)*D^4)-((pi/8)*(d^2)*((d^2)/4)+D)); % Inercia rotacional de
area, ojo
Jas=(pi/32)*D^4; % Inercia rotacional de area del eje sin fisura
Jf=((pi/8)*(d^2)*((d^2)/4)+D)); % Inercia rotacional de area de la
fisura

% Calculo de rigidez y amortiguamiento del sistema
% G=E/(2*(1+v)); % Modulo de elasticidad cortante
K=48*E*Jas/L^3; % Rigidez torsional
% K=G*Jas/L; % Rigidez torsional
wn=sqrt(K/ms); % Frecuencia fundamental
Lc=B/(2*ms*wn); % Razon de amortiguamiento

% APLICACION DE TORQUE
Tl=5; % Torque mecanico
Tel=(0.5)*(1.5*P)*(Lambda*x(2)+(Ld-Lq)*x(1)*x(2)); %Torque
electromagnetico

% Constante de amortiguamiento del error en velocidad
C=1500.5;

% Velocidad angular de referencia
x4_d=188.5;

```

```

KT=1.5*P*Lambda;
er=x(4)-x4_d;
iqd1=(C*er*2*Jm)/P;

x2_d=(iqd1+Tl)/KT;

% Corriente i_d de referencia
x1_d=0;

% Definicion de relaciones de error
y1=x(1)-x1_d;

s=length(t); %longitud de la funcion
N=size(s);
y2=zeros(1,s); % Espacio de memoria para la derivada numerica
y3=zeros(1,s); % Espacio en memoria para integracion numerica
% Algoritmo de primera derivada
suma=0;

for i=2:s-1
y2(i)=(y1(i+1)-y2(i-1))/(N(2));
xm=(t(i+1)+t(i))/2;
suma=suma+y1(xm)*(t(i+1)-t(i));
y3(i)=suma;
end

% definicion de ecuaciones de control
Vd=(Kd+1)*y2 + (R/Ld+Kp)*y1 + Ki*y3; % Control PID
Vq=-(k1*(x(2)-x2_d)+k2*(x(4)-x4_d)); % Control retroalimentacion de
estados

% Definicion de ecuaciones diferenciales del consumo de corriente del
MSIP
dx1=(Vd/Ld)-(R/Ld)*x(1)+(Lq/Ld)*x(4)*x(2); % Corriente i_d no lineal
dx2=(Vq/Lq)-(R/Lq)*x(2)-(Ld/Lq)*x(4)*x(1)-(Lambda/Lq)*x(4); % Corriente
i_q no lineal

% Definicion de ecuaciones de movimiento (Balance de torque)
dx3=x(4); % Posicion angular
dx4=(P/(2*Jm))*(Tel-Tl-B*x(4)); % Velocidad angular w_r no lineal

% DINAMICA DE LA FRACTURA
DeltaS=(Tel-Tl)*(D/2)*(1/Ja); % Esfuerzo cortante en el rotor del MSIP
Deltak=DeltaS*((pi*x(5))^(0.5)); % Factor de intensidad de tensiones

% dx5=abs(x4_d*c*Deltak^m); % Dinamica de la fractura (ley de Paris)
dx5=x4_d*c*Deltak^m; % Dinamica de la fractura (ley de Paris)

% ECUACIONES DE LAVAL DEL ROTOR
% Ep=(x(6)^2+x(8)^2)^(1/2); % Variacion del centro del rotor

Ep=-(ms*9.81)/K; % Deflexion maxima elastica
% Ep=0.001;

```

```

% DK=48*E*Ja/(ms*L^3);

DK=48*E*Jf/(ms*(L^3));
% DK=G*Jf/L

dx6=x(7); % Desplazamiento en direccion y
dx7=(x(4))^2*Ep*cos(x(3))-2*Lc*wn*x(7)-
wn^2*x(6)+DK*(x(6)*cos(2*x(3))+x(8)*sin(2*x(3))); % Velocidad en
direccion y
dx8=x(9); % Desplazamiento en direccion z
dx9=(x(4))^2*Ep*sin(x(3))-2*Lc*wn*x(9)-wn^2*x(8)+DK*(x(6)*sin(2*x(3))-
x(8)*cos(2*x(3))); % Velocidad en direccion z

dx=[dx1; dx2; dx3; dx4; dx5; dx6; dx7; dx8; dx9];

end

```

Anexo 12: Modelo de estimación de parámetros del MSIP

```

function dx = Ecuaciones_dq0_Estimador(t,x,Aa,Bb,Cc,Dd,Ee,Ff)
% Propuesta de las ecuaciones diferenciales
% Motor sincrono de imanes permanentes
% Abraham Manilla Garcia
% 09 de noviembre 2019

% coeficientes del sistema

R=Aa; % RESISTENCIA
Lambda=Bb; % FLUJO MAGNETICO [Wb] 'Webers'
Ld=Bb/Ee; % INDUCTANCIA 1
Lq=Bb/Ee; % INDUCTANCIA 2
Jm=Cc; % INERCIA ROTOR
% B=Ff; % Coeficiente de amortiguamiento
B=5e-5; % Coeficiente de amortiguamiento
f=60; % Frecuencia de la red

x1_d=Dd; % Corriente i_d de referencia
x2_d=Ee; % Corriente i_q de referencia
x3_d=Ff; % Velocidad angular deseada

% P=4*pi*f/x3_d; % POLOS DEL MSIP
P=4;

Te=(3*P/4)*(Lambda*x(2)-(Ld-Lq)*x(1)*x(2)); %Torque electromagnetico
TL=5; % Torque de carga externo

% Constante de amortiguamiento del error en velocidad
C=1500.5;

% GANANCIAS DE REALIMENTACION DE ESTADOS
k1=(-2*R*Jm+P*Lq*B+4*C*Lq*Jm)/(2*Jm);

```

```
k2=((P^2)*Lq*(B^2)-
3*(P^2)*(Lambda^2)*Jm+4*C*P*Lq*B*Jm+4*(C^2)*Lq*(Jm^2))/(3*(P^2)*Lambda*Jm
);
```

```
% GANANCIAS DE REGULADOR PID
```

```
Kp=(4-R)/Ld;
```

```
Ki=Ld*Kp/15.256;
```

```
Kd=(1-Ld)/(Kp*Ld);
```

```
% Definicion de relaciones de error
```

```
y1=x(1)-x1_d; % Error proporcional
```

```
s=length(t); %longitud de la funcion
```

```
N=size(s);
```

```
y2=zeros(1,s); % espacio de memoria para la derivada numerica
```

```
y3=zeros(1,s); % Espacio en memoria para integracion numerica
```

```
% Algoritmo de primera derivada
```

```
suma=0;
```

```
for k=2:s-1
```

```
y2(k)=(y1(k+1)-y1(k))/(N(2)); % Error derivativo
```

```
xm=(t(k+1)+t(k))/2;
```

```
suma=suma+y1(xm)*(t(k+1)-t(k));
```

```
y3(k)=suma; % Error integral
```

```
end
```

```
% definicion de ecuaciones de control
```

```
% Vd=(Kd+1)*y2 + (R/Ld+Kp)*y1 + Ki*y3; % Control PID
```

```
Vd=Kp*y1+(Kp/Ki)*y3+(Kd*Kp)*y2; % Control PID
```

```
% Vq=-(k1*(x(2)-x2_d)+k2*x(3)+k3*(x(4)-x4_d)); % Control
```

```
retroalimentacion de estados
```

```
Vq=-(k1*(x(2)-x2_d)+k2*(x(3)-x3_d)); % Control retroalimentacion de estados
```

```
% Definicion de ecuaciones diferenciales del MSIP
```

```
dx1=(Vd/Ld) - (R/Ld)*x(1); % Corriente i_d
```

```
dx2=(Vq/Lq) - (R/Lq)*x(2) - (Lambda/Lq)*x(3); % Corriente i_q
```

```
dx3=(P/(2*Jm))*(Te-TL-B*x(3)); % Velocidad angular w_r
```

```
% Propuesta de funcion de energia cinetica
```

```
dx4=Te*x3_d;
```

```
% Propuesta de energia potencial de almacenamiento
```

```
dx5=(x(1)/Ld)*((Vd/Ld) - (R/Ld)*x(1))+(x(2)/Lq)*((Vq/Lq) - (R/Lq)*x(2) - (Lambda/Lq)*x(3))+((P*x(3))/(2*Jm))*((P/(2*Jm))*(Te-TL-B*x(3)));
```

```
dx=[dx1; dx2; dx3; dx4; dx5];
```

```
end
```

Modelado y Análisis de Sintonización de Velocidad de un MSIP con Presencia de Fisura Mediante Algoritmos Genéticos

A. Manilla García^a, I. Rivas Cambero^a, J. A. Monroy Anieva^a

^a Universidad Politécnica de Tulancingo, Calle Ingenierías No. 100, Huapalcalco, Tulancingo de Bravo, Hidalgo, México.

Resumen

En el presente artículo se propone el modelado del sistema continuo correspondiente al motor síncrono de imanes permanentes (MSIP) con presencia de degradación en la inercia rotacional del rotor, mediante el mecanismo de fisura, lo cual permite la estimación de parámetros físicos, en el caso de análisis, el diámetro de la grieta presente en el rotor, disminuyendo con ello la incertidumbre en el modelado del MSIP. Se lleva a cabo la identificación en bucle cerrado de las ganancias mediante un análisis de sensibilidad, donde mediante el método computacional de optimización de búsqueda por algoritmos genéticos se obtienen las ganancias que logran converger el modelo propuesto al modelo de referencia.

Palabras Clave:

Modelado del sistema continuo, Estimación de parámetro, Incertidumbre en el modelado, Identificación en bucle cerrado, Método computacional de optimización, Degradación en Inercia, Mecanismo de Fisura, Sensibilidad, Algoritmo genético.

Modeling and Analysis of speed tuning of a PMSM with presence of crack using genetic algorithms

Abstract

In this article, we propose the continuous system model corresponding to the Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) with the presence of degradation in the rotational inertia of the rotor through the fissure mechanism, which allows the estimation of the physical parameters. We consider the diameter of the split on the rotor in the analysis of the model, and in effect, the decrease of the uncertainty of the PMSM model. The closed-loop identification of the gains is achieved by a sensibility analysis, whilst the gains obtained by the computational optimization method of search through genetic algorithms, allows the proposed model converge to the reference model.

Keywords:

Modeling of the continuous system, Parameter estimation, Modeling uncertainty, Closed loop identification, Computational optimization method, Inertia Degradation, Fissure Mechanism, Sensitivity, Genetic Algorithm.

1. Introducción

Los Motores Síncronos de Imanes Permanentes (MSIP), además de aportar altos rendimientos en aplicaciones donde es necesario corregir el factor de potencia, aportan pares elevados y velocidad constante bajo cargas variables, lo que hace que los mismos sean cada vez más estudiados y utilizados en aplicaciones que, hasta hace algunos años estaban restringidas a los motores de inducción (Gieras J. F. et al, 2002a).

Una de las fallas de interés, sobre todo en motores eléctricos de tamaños considerables, es debida a problemas vibratorios, ocasionados por desbalanceo, los cuales a su vez son generados por degradación en el eje del rotor, esto es,

fenómenos de fatiga que, finalmente, ocasionan fractura en el eje del rotor (Quiroz J. C. et al, 2018).

El comportamiento de la propagación de fisuras en materiales sólidos es un tema de gran interés en el campo de la ingeniería, ayudando con ello a preservar la vida de los dispositivos mecánicos (Bachschmid N. et al, 2010).

Buscando contribuir con el diagnóstico y control de MSIP sujetos a degradación temporal debido a los efectos de carga de uso, en el presente trabajo se analiza el comportamiento de MSIP con presencia de fisura en el eje del rotor, ocasionando con ello y de acuerdo a la dinámica de la fractura, degradación en el mismo, con el análisis y teoría propuesta se pretende

*manillaabraham@hotmail.com

aportar un análisis detallado en el modelado y sintonización de este sistema dinámico con presencia de grieta, lo cual contribuye a una teoría más exacta del comportamiento dinámico del MSIP.

Se observa que el modelo dinámico del MSIP con presencia de degradación en la inercia propuesto presenta comportamientos altamente no lineales, lo que conlleva a que la sintonización sea bastante complicada para los parámetros característicos, es por ello que se optó por la sintonización mediante algoritmos genéticos (Villalobos-Piña F. et al, 2015).

Para definir el dominio de convergencia de las posibles ganancias de regulación del modelo dinámico del MSIP mediante el método de algoritmo genético, se lleva a cabo un análisis de sensibilidad del mismo, con el fin de acotar el dominio de definición, minimizar el tiempo de evaluación y ayudar a la convergencia del sistema dinámico (Gen M. et al, 2000).

2. Variables empleadas en el presente trabajo

Las variables involucradas en el modelado del MSIP con presencia de degradación en la inercia rotacional son definidas como:

i_d, i_q	Corrientes del estator en el marco de referencia dq giratorio.
θ	Posición angular del eje del rotor
ω_r	velocidad angular del rotor
a	Tamaño de la fisura
V_d, V_q	Voltajes del estator en el marco de referencia dq giratorio.
L_d, L_q	Inductancias del estator en los ejes de referencia dq
r_s	Resistencia por fase en el estator
P	Numero de pares de polos
J	Momento polar de inercia
m_s	Masa del rotor
J_t	Inercia rotacional dependiente del tamaño de la fisura
λ_m	Flujo magnético permanente
f	Frecuencia fundamental del rotor
β	Coefficiente de amortiguamiento viscoso
c	Coefficiente proporcional (dependiente del material)
n	Exponente proporcional (dependiente del material)
D	Raíz del diámetro del eje del rotor
T_1	Par de carga externa
T_e	Par eléctrico (generado por el motor)
g	Función de respiro de fisura de Mayes y Davis
d	Diámetro del hueco en el eje del rotor a causa de la fisura
Δk	Variación del concentrador de esfuerzo
$\Delta \tau_{max}$	Variación del esfuerzo torsional en el eje del rotor
$i_{d0}, i_{q0}, \omega_{r0}, \theta_0, a_0$	Condiciones iniciales del modelo

V_s	Valor nominal del voltaje en aplicado en fases dq
δ	Desplazamiento angular eléctrico
e_{ω_r}, e_{i_d}	Errores de estados del sistema
c_{ω_r}	Coefficiente de error deseado
$i_{qd}, i_{dd}, \omega_{rd}$	Valores deseados de los estados del sistema
Q, R	Matrices Hermiticas de control óptimo
X	Vector de estados de control óptimo cuadrático lineal
U_q, U_d	Entradas de control del sistema
k_1, k_2	Ganancias del control óptimo cuadrático lineal
k_p, k_i, k_d	Ganancias del control proporcional integral y derivativo (PID)
α_1, α_2	Raíces de localización de ganancias del controlador PID
E_Q	Energía del controlador óptimo cuadrático lineal
E_T	Energía total del sistema dinámico del MSIP
E_C	Energía cinética del MSIP
E_P	Energía potencial del MSIP
G	Costo energético del sistema dinámico del MSIP
S_i	Sensibilidad del sistema dinámico del MSIP
c_j	Función costo de localización de ganancias óptimas
k_j	Vector de ganancias óptimas
ω_{rj}	Valor obtenido de la j-esima búsqueda de ganancia de velocidad

3. Modelo dinámico del MSIP con presencia de fisura en el rotor

Bajo las ecuaciones de balance de voltaje, el modelo dinámico del MSIP en el sistema de referencia dq se obtiene de manera similar al modelado de una maquina síncrona con devanado de campo, eliminando enlaces de flujo y definiendo corrientes iguales a cero por devanados de amortiguamiento, reemplazando la corriente de campo por un parámetro constante debido al enlace de flujo del imán permanente, el modelo obtenido es caracterizado por (Xue W. et al, 2015):

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{V_d}{L_d} - \frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{V_q}{L_q} - \frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r \end{aligned} \quad (1)$$

La dinámica del rotor del MSIP referente a la velocidad angular y posición angular está definida por:

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{P}{2J} [T_e - T_1 - \beta \omega_r] \end{aligned} \quad (2)$$

Donde:

$$T_e = \frac{P}{2} \left[\frac{3}{2} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3}{2} \lambda_m i_q \right] \quad (3)$$

$$J_i = \frac{1}{8} m_s (D^4 - d^4) \quad (9)$$

3.1 Dinámica de la fractura en el eje del rotor

Se propone el comportamiento de fisura del eje del rotor como consecuencia de la variación del esfuerzo en el mismo, ocasionado por la carga externa T_1 , los efectos rotativos del eje del rotor generan una dinámica de apertura y cierre de la fisura, lo que generará, a través de los ciclos de trabajo, la fractura por fatiga que tiene un comportamiento similar a la fractura frágil, como se ilustra en la Figura 1 (Venkatesan K. et al, 2018).

El comportamiento de la fisura toma la estructura de la ecuación de Paris, como (Andrade A. A. et al, 2015):

$$\frac{da}{dt} = cf \Delta k^n \quad (4)$$

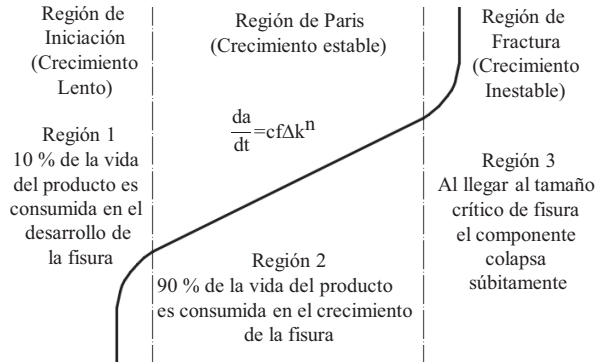


Figura 1: Mecanismo de fractura de un sólido elástico (Arana J. L. et al, 2011)

Se define el factor de intensidad de esfuerzos, como:

$$\Delta k = \Delta \tau_{\max} \sqrt{\pi a} \quad (5)$$

A partir de la expresión definida por (5) se propone la variación del esfuerzo torsional $\Delta \tau_{\max}$, basado en el comportamiento de una sección circular hueca, la cual irá en aumento de tamaño debido a la dinámica de degradación, partiendo del punto de concentración de esfuerzo donde existe la presencia de la fisura (Barter S. et al, 2016):

$$\Delta \tau_{\max} = \frac{16(T_e - T_1)D}{\pi(D^4 - d^4)} \quad (6)$$

El diámetro menor del eje del rotor d , se propone a partir de la variación en el tamaño de la grieta como:

$$d = ga \quad (7)$$

Donde, g toma el comportamiento de respiro del eje propuesto por Mayes y Davis (Genta G., 2005):

$$g = \frac{1 + \cos(\omega_r t)}{2} \quad (8)$$

Como consecuencia de la presencia de la fisura en el eje del rotor, se tiene el efecto la degradación en la inercia rotacional del eje del rotor, bajo la forma propuesta como:

3.2 Modelo dinámico acoplado

El modelo dinámico de estudio con presencia de degradación en la inercia rotacional del eje del rotor, toma la forma:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{V_d}{L_d} - \frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{V_q}{L_q} - \frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{4P}{m_s \{D^4 - [ga]^4\}} \{T_e - T_1 - \beta \omega_r\} \\ \frac{da}{dt} &= cf \Delta k^n \end{aligned} \quad (10)$$

4. Modelo de referencia

La sintonización del modelo dinámico del MSIP con las características definidas por las ecuaciones (10) se realiza con base en la linealización del mismo, sin presencia de fisura, en el punto único de equilibrio estable global del sistema dinámico, definido como (Rasoolzadeh A. et al, 2012):

$$X_0 = [i_{d0} \quad i_{q0} \quad \omega_{r0}]^T = [0 \quad 0 \quad 0]^T$$

Las ecuaciones diferenciales lineales de primer orden para el MSIP bajo las cuales se realizará la simulación y posteriormente el desarrollo del regulador de velocidad cuadrático lineal son:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{r_s}{L_d} i_d \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{3P^2 \lambda_m}{8J} i_q \end{aligned} \quad (11)$$

4.1 Comportamiento deseado del error

Se define el comportamiento del error referente al cambio de velocidad entre la velocidad angular deseada y la velocidad del rotor entregada el MSIP (Krishnan R. 2010):

$$e_{\omega_r} = \omega_{rd} - \omega_r \quad (12)$$

Se desea que el error de la velocidad angular decrezca exponencialmente en un tiempo acotado, lo cual implica la relación:

$$e_{\omega_r} = \exp(-c_{\omega_r} t) \quad (13)$$

El comportamiento de la corriente i_{qd} deseada para el sistema en función del error de la velocidad angular ω_r , toma la forma:

$$i_{qd} = \frac{2J}{1.5P^2\lambda_m} \left[c_{\omega_r} e_{\omega_r} + \dot{\omega}_{rd} + \frac{PT_1}{2J_t} \right] \quad (14)$$

El par de carga puede ser controlado directamente por el componente de corriente del eje q, por lo tanto, la velocidad angular del rotor puede ser controlada por el cambio de corriente del eje q, con lo cual se establece el cambio de corriente del eje d en cero para minimizar las pérdidas de corriente y de resistencia (Aguilar–Mejía O. et al, 2015).

$$i_{dd} = 0$$

4.2 Control óptimo cuadrático lineal para estados ω_r, i_q

Para el control del MSIP se plantea la retroalimentación de los estados i_q, ω_r a partir del modelo lineal de referencia definido, donde las ganancias óptimas son determinadas a partir de la función de energía E_Q como (Jun Xu W., 2011):

$$E_Q = \int_0^{\infty} (X \cdot QX + U_q \cdot RU_q) dt \quad (15)$$

Se definen las matrices Hermíticas positivas Q, R siguientes:

$$Q = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad R = [1]$$

El vector X toma la forma:

$$X = [i_q \quad \omega_r]^T \quad (16)$$

La función de control U_q toma la estructura:

$$U_q = -[k_1 \quad k_2] \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (17)$$

El sistema linealizado, para las variables i_q y ω_r bajo la acción del control toma la forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\lambda_m}{L_q} \\ \frac{3P^2\lambda_m}{8J} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} U_q \quad (18)$$

4.3 Controlador PID para la corriente i_d

La estructura del controlador PID propuesto toma la forma (Yun-Jie W. et al., 2018):

$$U_d = k_p \left[e_{id} + \frac{1}{k_i} \int e_{id} dt + k_d \frac{d}{dt} e_{id} \right] \quad (19)$$

Para regular la corriente i_d se parte de la forma de la ecuación lineal desacoplada definida en (12), al momento de definir la acción de control toma la estructura:

$$\frac{di_d}{dt} = U_d - \frac{r_s}{L_d} i_d \quad (20)$$

En la Figura 2 se muestra el diagrama de bloques para regular i_d del MSIP.

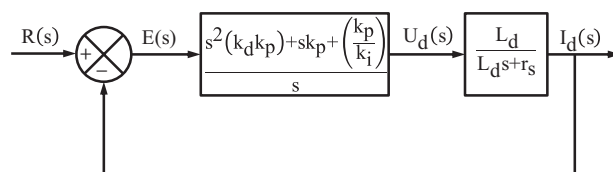


Figura 2: Diagrama de bloques, controlador PID y planta

Utilizando el lugar geométrico de las raíces se calculan las ganancias del controlador (k_i, k_p, k_d) como:

$$\begin{aligned} k_p &= \frac{\alpha_1 + r_s}{L_d} \\ k_i &= \frac{L_d k_p}{\alpha_2} \\ k_d &= \frac{1 - L_d}{k_p L_d} \end{aligned} \quad (21)$$

5. Sintonización de las ganancias de los controladores mediante Algoritmos Genéticos

Las bases de los algoritmos genéticos (AG) fueron establecidas por *John Holland* en 1975 en su libro “*adaptation in natural and artificial systems*”, el cual resuelve muchos problemas relacionados con la teoría de optimización que resultan difíciles para las técnicas tradicionales (Holland J. H., 1975).

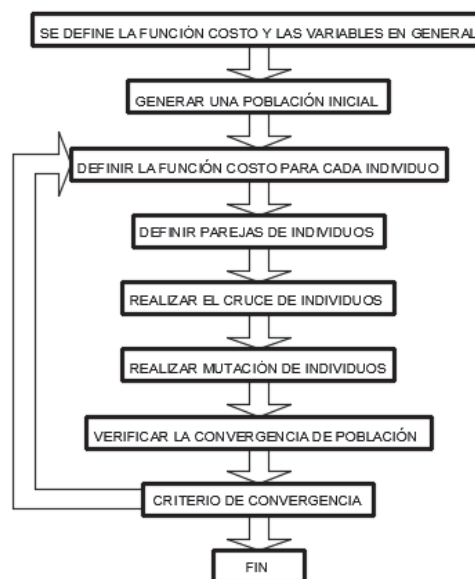


Figura 3: Diagrama de flujo de la estructura del algoritmo genético continuo

El algoritmo genético desarrollado por *Holland* presentado en forma binaria posee la limitación referente a la solución de problemas en donde los valores de las variables son continuos y se desea conocer a la precisión los valores de la variable; cada variable del problema requiere muchos bits para ser representada, si el número de variables es grande, el tamaño del problema también es grande (Kan L. et al, 2015).

Cuando las variables son continuas, el algoritmo genético continuo (GA) tiene la ventaja de requerir menos espacio de almacenamiento que el algoritmo genético binario porque un solo número flotante representa la variable en lugar de varios bits (Ortiz-Quisbert M. E. et al, 2016).

El algoritmo genético continuo es más rápido que el binario, debido a que los cromosomas no tienen que ser decodificados antes de la evaluación de la función de costo (Colorado-Arellano O. et al, 2018).

Por las razones expuestas anteriormente el algoritmo desarrollado en el presente trabajo es genético continuo (GA). La Figura 3 ilustra el diagrama de flujo utilizado para programar el código de búsqueda y sintonización de las ganancias mediante entorno Matlab.

6. Análisis de sensibilidad del dominio de definición de las ganancias

El algoritmo propuesto de sintonización mediante algoritmos genéticos, realiza la búsqueda de ganancias y la posterior simulación de las mismas en un dominio definido, se tiene la misión de lograr que este dominio sea óptimo en cuanto a consumo de tiempo de ejecución del algoritmo. Con el fin de acotar los límites del dominio de búsqueda se plantea un análisis de sensibilidad del sistema del MSIP, el cual analizará las variaciones en cada una de las ganancias involucradas, definidas como los parámetros k_j (Boroni G. et al, 2006):

$$k_j = [k_1, k_2, k_i, k_p, k_d] \quad (22)$$

Se define una función de energía, que tiene como objetivo analizar la sensibilidad del modelo del MSIP definida como:

$$E_T = E_C + E_P \quad (23)$$

Donde, la energía cinética E_C y potencial E_P toman la forma (Gieras J. F., 2002b):

$$E_C = \int T_c \omega_r dt \quad (24)$$

$$E_P = \frac{1}{2} \left[\frac{i_d^2}{L_d} + \frac{i_q^2}{L_q} + \frac{P}{2J} \omega_r^2 \right]$$

Dando como resultado:

$$E_T = \int T_c \omega_r dt + \frac{1}{2} \left[\frac{i_d^2}{L_d} + \frac{i_q^2}{L_q} + \frac{P}{2J} \omega_r^2 \right] \quad (25)$$

La ecuación (25) puede ser expresada en forma de ecuación diferencial como:

$$\frac{dE_T}{dt} = T_c \omega_r + \left[\frac{i_d}{L_d} \left(\frac{di_d}{dt} \right) + \frac{i_q}{L_q} \left(\frac{di_q}{dt} \right) + \frac{P \omega_r}{2J} \left(\frac{d\omega_r}{dt} \right) \right] \quad (26)$$

Planteándose la función costo energético G , para el periodo temporal de evaluación, como:

$$G = \int E_T dt \quad (27)$$

En forma diferencial puede definirse la rapidez de cambio de la función costo, en el intervalo de tiempo de análisis como:

$$\frac{dG}{dt} = E_T \quad (28)$$

El sistema dinámico que determina el comportamiento de la sensibilidad de las ganancias del sistema del MSIP es propuesto bajo la estructura:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{V_d}{L_d} - \frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{V_q}{L_q} - \frac{r_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{P}{2J} \left\{ \frac{P}{2} \left[\frac{3}{2} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3}{2} \lambda_m i_q \right] - T_1 \right\} \\ \frac{dE_T}{dt} &= T_c \omega_r + \left[\frac{i_d}{L_d} \left(\frac{di_d}{dt} \right) + \frac{i_q}{L_q} \left(\frac{di_q}{dt} \right) + \frac{P \omega_r}{2J} \left(\frac{d\omega_r}{dt} \right) \right] \\ \frac{dG}{dt} &= \int T_c \omega_r dt + \frac{1}{2} \left[\frac{i_d^2}{L_d} + \frac{i_q^2}{L_q} + \frac{P}{2J} \omega_r^2 \right] \end{aligned} \quad (29)$$

A partir del sistema de ecuaciones (29) se obtiene el comportamiento de la función costo para el intervalo de tiempo definido de simulación. La sensibilidad del sistema S_j , para cada parámetro de interés k_j se define a partir de:

$$S_j = \frac{dG}{dk_j} \quad (30)$$

7. Simulación

La función costo para evaluar el desempeño del algoritmo genético de búsqueda de ganancias, considerada como óptima, es aquella que logra minimizar las trayectorias deseadas con las obtenidas en las iteraciones del sistema propuesto, es definida a partir del estado de interés ω_r como:

$$c_j = [\omega_{rd} - \omega_{rj}]^2 \quad (31)$$

Para llevar a cabo la simulación del sistema dinámico del MSIP se definen los parámetros y coeficientes de simulación, la Tabla 1 ilustra los valores numéricos que se toman en consideración durante el análisis del modelo.

Las ganancias del sistema de comparación lineal, son determinadas a partir del análisis lineal de regulación de la velocidad y toman los valores:

$$\begin{bmatrix} k_p \\ k_i \\ k_d \\ k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -376.329 \\ 5.0 \\ 9.0 \\ 9990.09 \\ 930.0 \end{bmatrix}$$

Tabla 1: Parámetros de simulación para el modelo del MSIP

Parámetros	Valor Numérico	Unidades
L_d	6.73e-3	Inductancia [H]
L_q	6.73e-3	Inductancia [H]
r_s	2.6	Resistencia [Ω]
P	4	Pares de polos
J	3.5e-5	Inercia rotacional [kgm^2]
m_s	0.1	Masa del rotor [kg]
λ_m	0.319	Flujo magnético [Wb]
f	188.5/2 π	Frecuencia [Hz]
β	5e-5	Amortiguamiento [Nms]
c	10e-11	Coefficiente proporcional
n	3	Exponente proporcional
D	0.137409	Raíz del diámetro del rotor [$\text{m}^{1/2}$]
T_1	5	Par de carga [Nm]
i_{d0}	0	Corriente inicial d [A]
i_{q0}	0	Corriente inicial q [A]
ω_{r0}	0	Velocidad angular inicial [rad/s]
θ_0	0	Posición angular inicial [rad]
a_0	3e-8	Tamaño de fisura inicial [m]
V_s	90	Voltaje nominal [V]
c_{ω_r}	1500.5	Error deseado
i_{dd}	0	Corriente deseada q [A]
ω_{rd}	188.5	Velocidad angular deseada [rad/s]
α_1	-1	Raíz 1 deseada
α_2	-1	Raíz 2 deseada

La búsqueda de ganancias para la sintonización de velocidad del sistema dinámico no lineal del MSIP se plantea en el diagrama mostrado en la Figura 4, la etapa de búsqueda y prueba de ganancias se lleva a cabo mediante algoritmos genéticos.

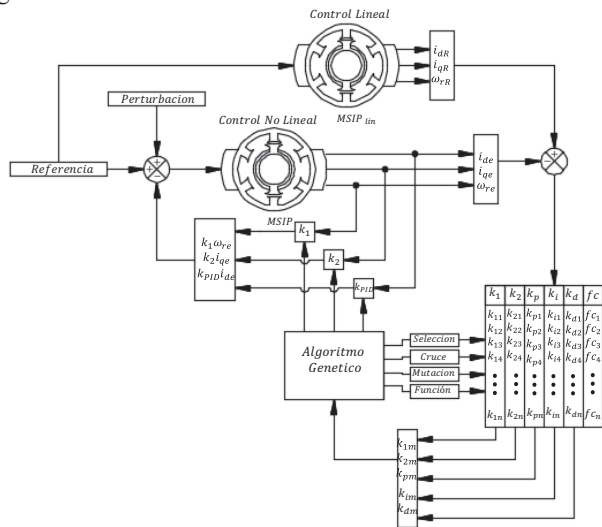


Figura 4: Sintonización del MSIP mediante algoritmos Genéticos

8. Resultados

A partir del modelo propuesto con presencia de fisura en el apartado 4 y la referencia lineal de comparación dada en el

apartado 5, se realiza un análisis de convergencia entre ambos modelos sometidos a la perturbación definida por el sistema de ecuaciones (32) (Krauze P. et al, 2013) como:

$$\begin{aligned} V_d &= V_s \sqrt{2} \sin(\delta) \\ V_q &= V_s \sqrt{2} \cos(\delta) \end{aligned} \quad (32)$$

La variación del ángulo de desplazamiento del rotor δ se determina a partir de:

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_r - 2\pi f \quad (33)$$

Se observa en la Figura 5 que, bajo la perturbación dada a ambos modelos del MSIP de estudio, el intervalo de tiempo de convergencia de la simulación, para la corriente i_d , es menor a 0.01 segundos, posteriormente, la corriente i_d diverge en la referencia lineal y la propuesta no lineal. Para los estados i_q y ω_r se observa que la convergencia es para todo el intervalo de tiempo de simulación.

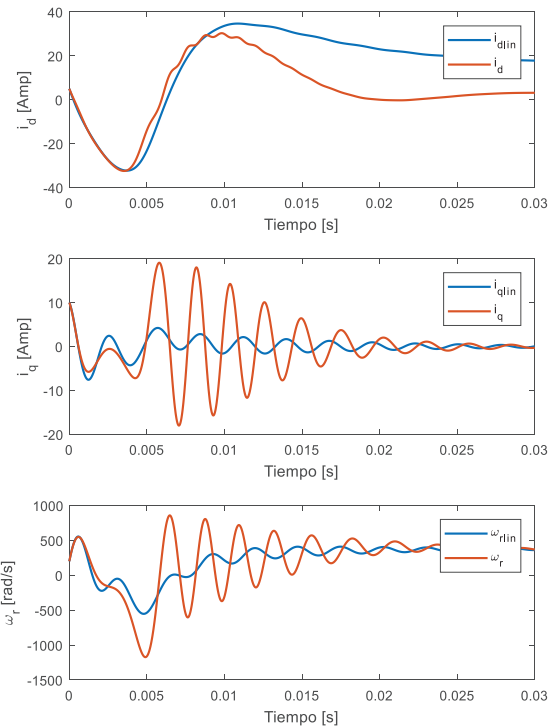


Figura 5: Variables de estado de interés, corriente i_d (superior), corriente i_q (medio), velocidad angular (inferior) del sistema lineal, sistema no lineal

A partir de la comparación entre el modelo con presencia de degradación en la inercia rotacional propuesto y el modelo lineal del MSIP, se observa que solo convergen bajo una región pequeña de tiempo (0.01 segundos), la cual resulta insuficiente para un análisis de degradación adecuado, donde los tiempos de simulación serán superiores a los 20,000 segundos (alto ciclo de falla), bajo lo cual se tiene la tarea de lograr que el controlador del MSIP propuesto sea lo más efectivo posible para lograr con ello superar las limitaciones de modelado y de convergencia a los estados deseados (velocidad angular y consumo de corriente).

La delimitación del dominio de búsqueda de cada una de ganancias involucradas en la acción del controlador ayudará a lograr este objetivo. Las Figuras 6 a 10 muestran el comportamiento de la función costo propuesta en el análisis de sensibilidad para cada una de las ganancias involucradas.

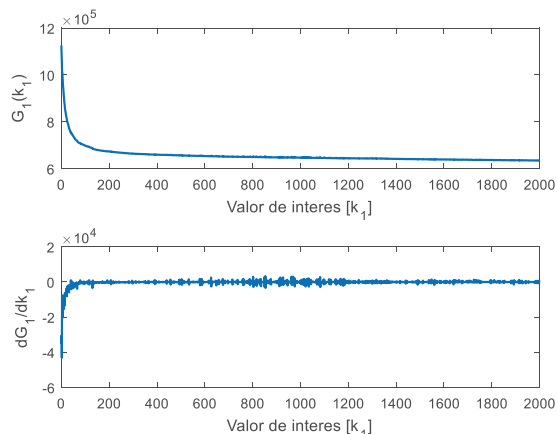


Figura 6: Tasa de energía (superior) y variación de energía (inferior) para la ganancia k_1

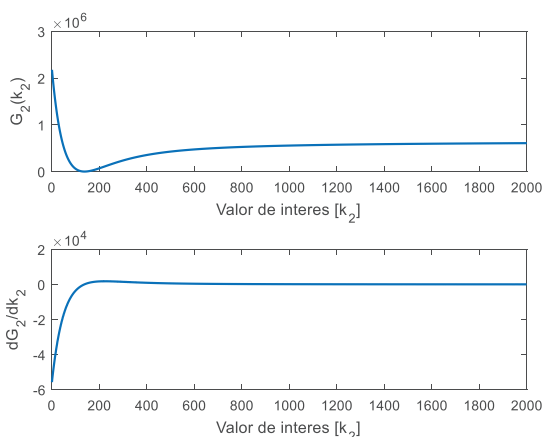


Figura 7: Tasa de energía (superior) y variación de energía (inferior) para la ganancia k_2

Para la ganancia k_1 se observa que para valores menores a 200 la sensibilidad del sistema dinámico aumenta exponencialmente, el consumo energético hace lo mismo y la inestabilidad numérica del algoritmo crece exponencialmente, lográndose con ello la no convergencia de la solución del modelo matemático, por lo tanto, deben evitarse esos valores.

Para la ganancia k_2 se observa un comportamiento cóncavo en el intervalo de valores cercanos a 120, donde se localiza el punto mínimo de sensibilidad, el consumo energético será menor y el tiempo de computo del algoritmo menor, por lo tanto, se debe escoger un intervalo cercano a ese valor de sensibilidad.

Se observa que dentro de las variaciones más representativas de consumo de energía se tiene la ganancia k_p , la cual es muy sensible a valores superiores a -185, donde la sensibilidad se refleja en el consumo energético, el cual aumenta exponencialmente, bajo este comportamiento se esperará que el tiempo de computo se comporte de la misma

forma, aumentando la inestabilidad numérica del algoritmo, por lo tanto se deben de evitar estos valores.

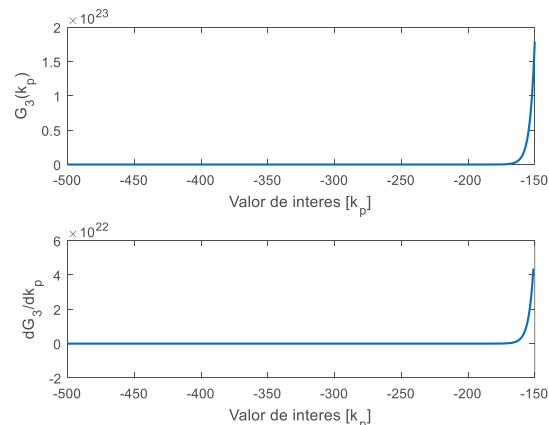


Figura 8: Tasa de energía (superior) y variación de energía (inferior) para la ganancia k_p

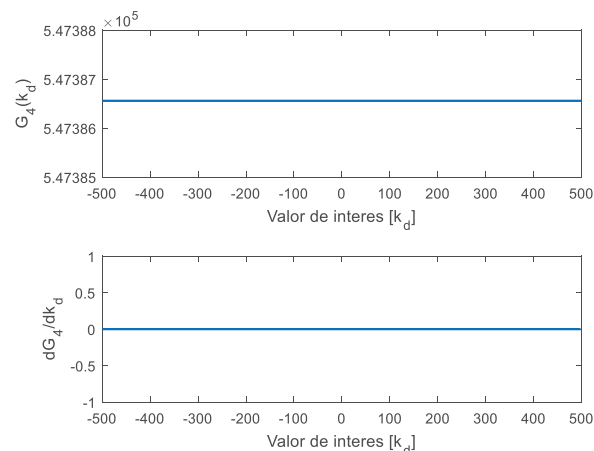


Figura 9: Tasa de energía (superior) y variación de energía (inferior) para la ganancia k_d

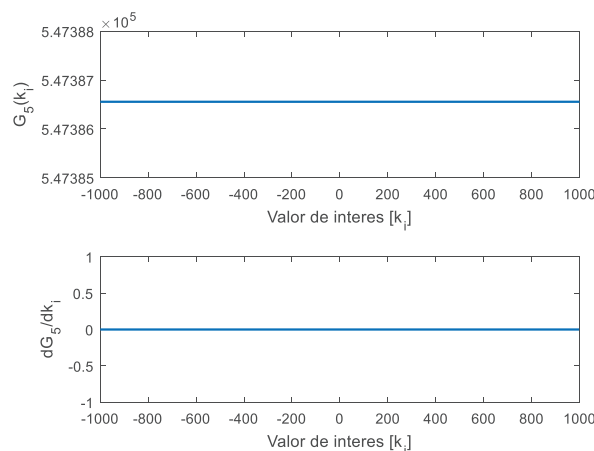


Figura 10: Tasa de energía (superior) y variación de energía (inferior) para la ganancia k_i

Para las ganancias K_j , K_d el comportamiento de la sensibilidad de variación de ganancias es indiferente, por lo tanto, cualquier intervalo que se escoja como búsqueda no afectará al tiempo de consumo de recursos computacionales.

Del análisis de sensibilidad anterior se eligen intervalos de búsqueda de ganancias cercanas a trayectorias que minimizan el consumo energético planteado, el cual es definido por:

$$\begin{aligned} k_1 &= [1000, 2000] \\ k_2 &= [150, 500] \\ k_p &= [-1200, -550] \\ k_i &= [-10, 10] \\ k_d &= [-10, 10] \end{aligned}$$

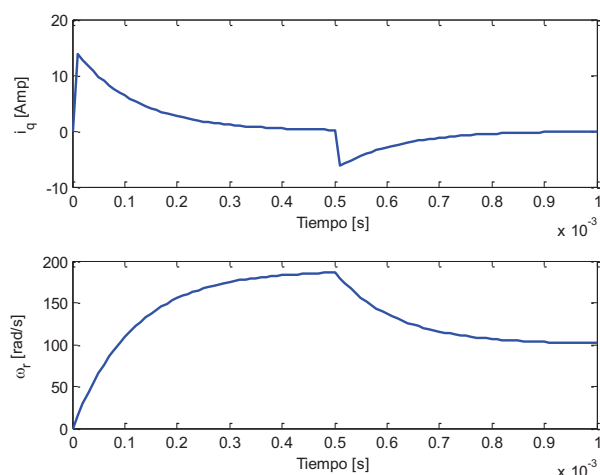


Figura 11: Comportamiento deseado de la velocidad angular (inferior) y consumo de corriente i_q (superior) en el sistema de comparación lineal

Se plantea para la prueba de convergencia entre respuestas a la acción de control del modelo de prueba lineal y el modelo propuesto no lineal del MSIP un comportamiento deseable de la velocidad angular mediante una función escalón definida como:

$$\omega_{rd} = \begin{cases} 188.5 \frac{\text{rad}}{\text{s}} & \text{cuando } t < 0.0005 \text{ s} \\ 100.0 \frac{\text{rad}}{\text{s}} & \text{cuando } t > 0.0005 \text{ s} \end{cases}$$

La Figura 11 ilustra la respuesta del comportamiento de la velocidad angular ω_r y el consumo de corriente correspondiente i_q del modelo de comparación lineal del MSIP a la entrada de velocidad angular deseada ω_{rd} .

Los parámetros mínimos para la convergencia adecuada de sintonización de búsqueda del algoritmo genético, después de pruebas en simulaciones numéricas, son definidos como:

$$\begin{aligned} \text{Número de individuos} &= 100 \\ \text{Número de evoluciones} &= 20 \\ \text{Tasa de mutación} &= 0.1 \end{aligned}$$

La Figura 12 ilustra el comportamiento del algoritmo genético con respecto a la búsqueda de las ganancias para sintonizar el modelo del MSIP con presencia de degradación en la inercia rotacional, bajo las condiciones de búsqueda definidas por el análisis de sensibilidad y el modelo deseado de comportamiento del MSIP lineal, así como la velocidad angular deseada de comportamiento, bajo una primera iteración de búsqueda. Se puede observar que el algoritmo

genético genera cien familias de ganancias a las cuales corresponde cada trayectoria definida para el consumo de corriente y la sintonización de la velocidad angular, a partir de las mismas realizará el proceso de selección, mutación, cruce y definición de mejores individuos que integrarán las ganancias óptimas para el modelo no lineal del MSIP.

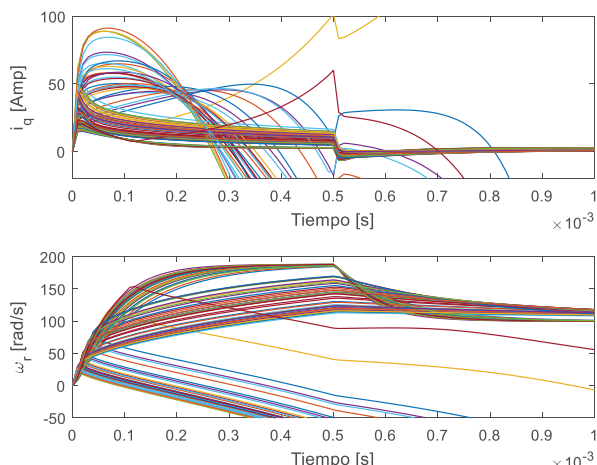


Figura 12: Comportamiento del algoritmo genético en la búsqueda de sintonización, consumo de corriente (superior), velocidad angular deseada (inferior), primera iteración.

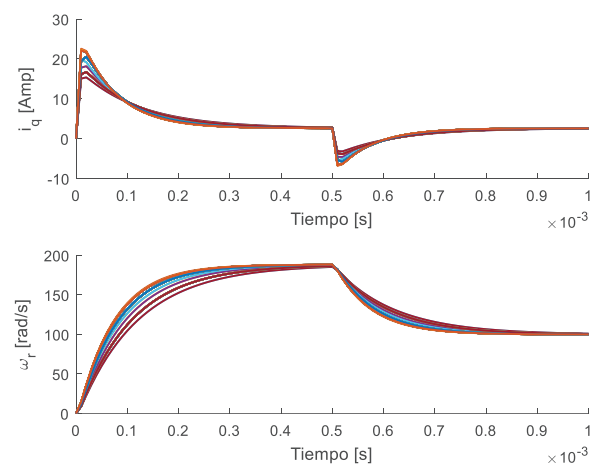


Figura 13: Comportamiento del algoritmo genético para el sistema dinámico del MSIP con presencia de grieta, mejores ganancias de control

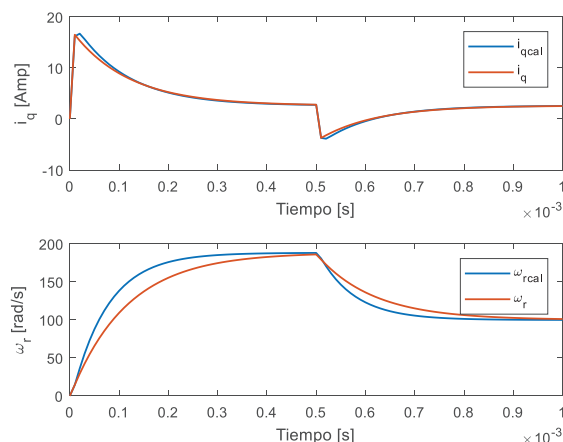


Figura 14: Comportamiento del algoritmo genético para el sistema dinámico del MSIP con presencia de grieta, ganancias con el menor error

La Figura 13 ilustra el comportamiento de las familias de ganancias generadas por el algoritmo genético, aplicado al modelo propuesto del MSIP con presencia de degradación en la inercia rotacional, en la décima evolución de búsqueda, se observa la convergencia de comportamientos de todas estas ganancias obtenidas por el algoritmo genético al modelo deseado de referencia lineal del MSIP.

La Figura 14 ilustra, la mejor respuesta obtenida en el proceso de sintonización de velocidad angular ω_r y consumo de corriente i_q mediante la acción del controlador definido por el algoritmo genético, para el caso de análisis son:

$$\begin{aligned} k_1 &= 1540.6 \\ k_2 &= 150.7 \\ k_p &= -806.4 \\ k_i &= -4.8 \\ k_d &= 6.4 \end{aligned}$$

Se observa que la trayectoria obtenida tiene un desempeño con comportamiento próximo al solicitado de velocidad angular deseada ω_{rd} , por lo tanto, las ganancias obtenidas son consideradas óptimas.

El comportamiento del modelo no lineal propuesto y lineal de referencia del MSIP para tiempos mayores a 0.001 segundos se logra con estas ganancias, de tal manera, que se comprueba la robustez del algoritmo de sintonización, bajo la presencia de la fisura inicial dada. La Figura 15 ilustra el comportamiento de la velocidad angular ω_r y el consumo de corriente i_q bajo la acción de las ganancias obtenidas mediante la simulación hecha para un tiempo de evaluación de 0.02 segundos, lo cual demuestra que el sistema sigue respondiendo a la acción del control.

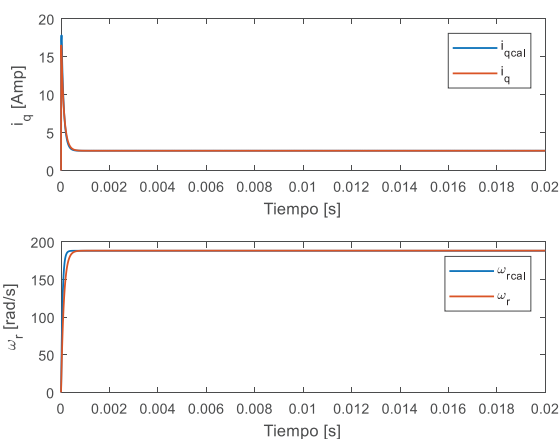


Figura 15: Comparación, mejores ganancias encontradas, sistema no lineal, Sistema lineal para tiempos mayores al atractor del punto de equilibrio

La Figura 16 ilustra el comportamiento de la velocidad angular ω_r y consumo de corriente i_q del modelo no lineal del MSIP propuesto con degradación en la inercia rotacional para un tiempo de simulación de 500 segundos, el tiempo de evaluación tan amplio que solo se visualiza los efectos del estado estacionario, se observa que el comportamiento de la velocidad angular deseada ω_{rd} se mantiene bajo la acción del control. Para la simulación dada se desea una velocidad

angular deseada de:

$$\omega_{rd} = \begin{cases} 188.5 \frac{\text{rad}}{\text{s}} & \text{para } t > 0 \text{ s} \end{cases}$$

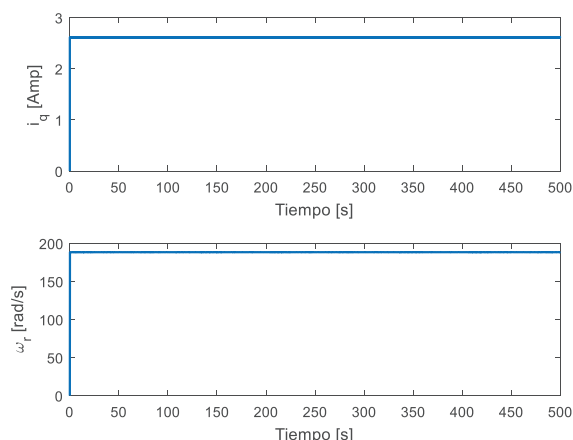


Figura 16: Comportamiento de la velocidad angular de referencia (inferior) y el consumo de corriente i_q (superior) para el tiempo de evaluación $t=500$ s

En la Figura 17 se ilustra el comportamiento de la fisura presentada al interior del MSIP. Se observa cómo, mediante el arranque del MSIP y a causa de efectos inerciales, crece súbitamente la fisura, conforme el tiempo de trabajo del MSIP continua, el crecimiento de la fisura es paulatino y lineal, bajo lo cual se observará, progresivamente, una degradación en la inercia rotacional del eje del rotor, validándose con ello el comportamiento dinámico propuesto.

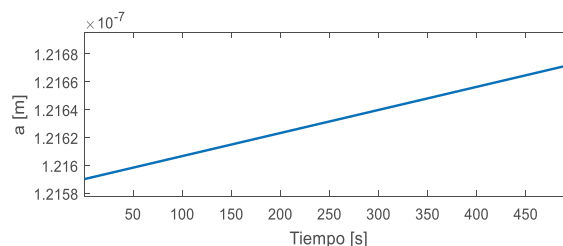


Figura 17: Comportamiento de la fisura del modelo dinámico propuesto en el rotor del MSIP

9. Conclusión

El modelo del MSIP propuesto con el acoplamiento de degradación en la inercia rotacional en el eje permite realizar aplicaciones en el campo del mantenimiento preventivo, control de fallas o determinación de intervalos de fallas de máquinas rotativas, por citar algunos campos de aplicación.

Se observa que, bajo las condiciones de trabajo dadas, el modelo dinámico del MSIP con presencia de degradación en la inercia rotacional del eje del rotor, se sintoniza de manera adecuada a las referencias solicitadas mediante el algoritmo genético continuo propuesto para cualquier tiempo de análisis.

El análisis de sensibilidad de ganancias del controlador del MSIP con presencia de degradación en la inercia rotacional, permite encontrar intervalos de búsqueda que ayudan a minimizar el tiempo de sintonización del algoritmo genético.

El modelo propuesto de MSIP con presencia de degradación en la inercia rotacional es considerado congruente con el comportamiento esperado de degradación típico de máquinas rotatorias, el tamaño de la fisura interior sigue creciendo de manera lineal y paulatina hasta que finalmente ocurrirá la fractura.

Agradecimientos

Este trabajo ha sido realizado gracias al apoyo de la beca otorgada por el consejo nacional de ciencia y tecnología (CONACYT) con número de asignación 622392, la Universidad Politécnica de Tulancingo (UPT) y la Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial (RIAI), sin cuyo apoyo académico, económico y motivacional no habría podido desarrollarse el presente escrito, nuestro mayor reconocimiento y agradecimiento a todas las personas que se encuentran detrás de los citados organismos e instituciones.

Referencias

- Aguilar-Mejía O., Tapia-Olvera R., Valderrabano – González A., Rivas-Camero I., Adaptive neural network control of chaos in permanent magnet synchronous motor, Taylor and Francis Group, Intelligent Automation & Soft Computing, 24 noviembre 2015, DOI: 10.1080/10798587.2015.1103971.
- Andrade A. A., Mosquera W. A., Vanegas L. V. Modelos de crecimiento de grietas por fatiga, Entre Ciencia e Ingeniería volumen 9, Número 18, Pereira, Colombia, julio-diciembre 2015, DOI: <http://dx.doi.org/10.31908/19098367.2686>
- Arana J. L., González J. J., 2011, Mecánica de la fractura, Servicio editorial de la universidad del País Vasco, página 186.
- Bachschnid N., Pennacchi P., Tanzi E., 2010, Cracker Rotors, Editorial Springer, pages 4-14.
- Barter S., White P., Burchill M., Fatigue Crack path manipulation for crack growth rate measurement, Engineering fracture mechanics, volumen 167, November 2016, pages 224-238, DOI: 10.1016/j.engfracmech.2016.04.020
- Boroni G., Lotito P., Clause A. Análisis de sensibilidad de sistemas algebraicos diferenciales, Asociación argentina de mecánica computacional, Buenos Aires, Argentina, Volumen 25, noviembre de 2006, páginas 1071-1085.
- Colorado-Arellano O., Hernández-Romero N., Seck Tuoh-Mora J., Medina J. Algoritmo genético aplicado a la sintonización de un controlador PID para un sistema acoplado de tanques. Boletín Científico de Ciencias Básicas e Ingenierías del ICBI, Volumen 5, 05 de enero de 2018.
- Gen M., Cheng R., 2000, Genetic Algorithms and engineering optimization, Editorial John Wiley, pages 27-34.
- Genta G., 2005, Dynamics of Rotating System, editorial Springer, pages 332-354.
- Gieras J. F., Wing M. 2002, Permanent Magnet Motor Technology: desing and applications, second edition, Editor Marcel Dekker, pages 1-15a and 169-187b.
- Holland J. H., Adaptation in Natural and Artificial Systems, An Introductory Analysis with Applications to Biology, Control and Artificial Intelligence. The MIT Press, 1975.
- Jun Xu W. Permanent Magnet Synchronous Motor with Linear Quadratic Speed Controller, Energy Procedia, Volume 14, 2011, pages 364-369, DOI: 10.1016/j.egypro.2011.12.943.
- Kan L., Z. Q. Zhu. Quantum Genetic Algorithm-Based Parameter Estimation of PMSM Under Variable Speed Control Accounting for System Identifiability and VSI Nonlinearity, IEEE Industrial Electronics Society, 04 April 2015, Volume 62, pages, 2363 –2371, DOI: 10.1109/TIE.2014.2351774.
- Krauze P., Wasynczuk O., Sudhoff S., Pekarek S., 2013, Analysis of electric machinery and drive systems, Tercera edición, Ediciones IEEE Wiley, pages 191-256.
- Krishnan R. 2010, Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives, Editorial CRC Press, pages 225-276.
- Ortiz-Quisbert M. E., Duarte-Mermoud, Milla Freddy, Castro-Linares R., Control adaptativo fraccionario optimizado por algoritmos genéticos, aplicados a los reguladores de voltaje, Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial, Volumen 13, 2016, páginas 403–409, DOI: 10.1016/j.bspc.2018.01.023.
- Quiroz J. C., Maurin N., Rezazadeh M., Izadi M. Mison N., Fault detection of broken rotor bar in LS-PMSM using random forests, Measurement, Volume 116, February 2018, Pages 273-280, DOI: 10.1016/j.measurement.2017.11.004.
- Rasoolzadeh A., Tavazoei M. S. Prediction of chaos in non-salient permanent-magnet synchronous machines, Physics Letters A, 05 november 2012, pages 73–79, DOI: 10.1016/j.physleta.2012.10.053.
- Venkatesan K., Liu Y., Subcycle fatigue crack growth formulation under positive and negative stress ratios, Engineering fracture mechanics, volumen 189, 15 Febrary 2018, pages 390-404, DOI: 10.1016/j.engfracmech.2017.11.029.
- Villalobos-Piña F., Alvarez-Salas R., Algoritmo robusto para el diagnóstico de fallas eléctricas en motor de inducción trifásico basado en herramientas espectrales y ondeletas, Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial, Volumen 12, 2015, páginas 292–303, DOI: 10.1155/2016/3409756.
- Xue W., Li Y., Cang S., Jia H., Wang Z. Chaotic behavior and circuit implementation of a fractional-order permanent magnet synchronous motor model, Journal of the Franklin Institute, 20 de mayo de 2015, pages 2887–2898, DOI: 10.1016/j.jfranklin.2015.05.025.
- Yun-Jie W., Guo-Fei L. Adaptive disturbance compensation finite control set optimal control for PMSM systems based on sliding mode extended state observer. Mechanical Systems and Signal Processing. Volume 98, 1 January 2018, Pages 402-414, DOI: 10.1016/j.ymsp.2017.05.007.