

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**Evaluación de Tecnologías en Vehículos
Eléctricos**

TESIS

Para Optar el Grado de Maestro en Ciencias
Mención: Automática e Instrumentación

PRESENTADO POR

ROBERTO VÁSQUEZ GUDIEL

LIMA – PERU

2005

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Evaluación de Tecnologías en Vehículos Eléctricos

TESIS

Para Optar el Grado de Maestro en Ciencias
Mención: Automática e Instrumentación

PRESENTADO POR

Roberto Vásquez Gudiel

LIMA – PERU

EXTRACTO

El reciente interés en los vehículos eléctricos demandan de un motor eficiente confiable y económico para su propulsión. Las industrias automotrices, incluyendo las tres mayores fabricas de automóviles en los Estados Unidos y otras fabricas en el extranjero, son las que están investigando por mejores sistemas de propulsión para los vehículos eléctricos.

Sin embargo, la búsqueda por una tracción satisfactoria llega a ser bastante enredada cuando la dinámica del vehículo y la arquitectura del sistema son consideradas.

Dentro de los motores investigados recientemente, el motor de reluctancia variable ha recibido bastante atención, debido a sus características de simplicidad en construcción, alta confiabilidad y bajo costo de fabricación y mantenimiento.

Entonces el propósito de este trabajo es identificar métodos aceptables para la implementación de un procedimiento de evaluación de sistemas vehiculares, usando como referencia los parámetros dados por SAE (Society of Automotive Engineers) .

Se trata de establecer procedimientos uniformes para pruebas de vehículos eléctricos alimentados por baterías, tratándolos no como un sistema único sino

como un conjunto de subsistemas individuales (batería, motor, controlador, carga) que interactúan entre si.

Para este trabajo se implementará un programa de simulación en Matlab con el cual se podrá realizar la evaluación de un sistema vehicular con motor de reluctancia, así como la simulación de algunos aspectos del comportamiento y desenvolvimiento en condiciones de conducción de un vehículo eléctrico en general.

INDICE GENERAL

CAPITULO I

1 ANTECEDENTES Y FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

1.1 Antecedentes	1
1.2 Formulación del problema	2
1.3 Objetivo	4

CAPITULO II

2 TEORÍA DEL SISTEMA VEHICULAR

2.1 La maquina de reluctancia	7
2.1.1 Operación del motor de reluctancia	10
2.1.2 Pérdidas en el motor de reluctancia	16
2.1.2.1 Pérdidas en el hierro	16
2.1.2.2 Pérdidas en el cobre	18
2.1.3 Operación como generador	19
2.1.3.1 Conversión de energía	19
2.1.4 Ecuaciones de la máquina de reluctancia	20
2.1.5 Modelo simplificado del motor de reluctancia	28
2.2 El control de la maquina de reluctancia	29
2.2.1 Topologías de convertidores	30
2.2.1.1 Convertidores para conmutación dura	30
2.2.1.2 Convertidores para conmutación suave	34
2.2.2 Técnicas de control de la maquina de reluctancia	36
2.2.2.1 Control de velocidad	36
2.2.2.2 Cálculo del ángulo de conmutación	37
2.2.2.3 Estrategias de conmutación	38
2.2.2.4 Control de corriente	40
2.2.3 Dualidad entre el motor y generador	42
2.3 Fuente de poder	46
2.3.1 Tecnología de baterías	48
2.3.2 Modelamiento de la batería	50
2.3.2.1 Modelo electroquímico de la batería	51

2.3.2.2	Modelamiento de descarga fraccional de la batería	51
---------	--	----

CAPITULO III

3 CONSIDERACIONES PARA LA SELECCIÓN DEL MOTOR

3.1	Restricciones del sistema	53
3.2	Características de la carga	54
3.3	Dimensionamiento del motor	56
3.3.1	Aceleración inicial	59
3.3.1.1	Efecto del deslizamiento de las llantas	62
3.3.2	Crucero a velocidad nominal del vehículo	64
3.3.3	Crucero a velocidad máxima del vehículo	65
3.4	Ciclos de conducción	66

CAPITULO IV

4 DISEÑO DEL MOTOR DE RELUCTANCIA

4.1	Especificaciones del motor	69
4.2	Selección del tamaño del armazón	70
4.3	Selección del número de polos	70
4.4	Selección del ángulo de los polos del estator y rotor	71
4.5	Proceso preliminar de diseño	76
4.6	Diseño del arrollamiento	84
4.7	Cálculo de la mínima inductancia	85
4.8	Diagrama de flujo del programa de diseño	98

CAPITULO V

5 SIMULACIÓN Y EVALUACIÓN DE UN SISTEMA VEHICULAR

5.1	Características del sistema	99
5.2	Modelos y parámetros empleados	101
5.2.1	Modelo no lineal del motor de reluctancia	101
5.2.2	Modelo de la batería	103
5.2.3	Modelo de la carga de camino	103
5.2.4	Modelo del control	104

5.2.5	Diagnostico del vehículo	105
5.2.6	Normas SAE	105
5.3	Diagramas de flujo y de bloques	106
5.4	Resultados de simulación haciendo uso de matlab	114
5.4.1	Resultados de diagnostico del vehículo	114
5.4.2	Resultados para el ciclo de conducción urbano	120
5.4.3	Resultados para el ciclo de conducción carretera	131
Conclusiones		142
Bibliografía		144
Anexos		
	Calculo de la potencia del motor	148

LISTA DE FIGURAS

Fig. 2.1	Componentes eléctricos de un vehículo eléctrico	6
Fig. 2.2	Componentes eléctricos de un vehículo eléctrico	7
Fig. 2.3	Rotor de un motor de reluctancia conmutado.	8
Fig. 2.4.	Corte seccional de un motor de reluctancia	10
Fig. 2.5	Curvas de flujo de enlace para el motor de reluctancia en la posición de alineamiento	13
Fig. 2.6	Geometría rectangular usado para el cálculo de la inductancia en desalineamiento.	14
Fig. 2.7	Modelo simplificado para el cálculo del flujo en el motor de reluctancia cuando los polos del rotor y estator se traslapan	15
Fig 2.8	Variación de la inductancia ideal y las corrientes del motor y generador	20
Fig. 2.9a	Convertidor clásico	31
Fig. 2.9b	Convertidor de $(n+1)$ switches	32
Fig. 2.10	Convertidor resonante de conmutación de corriente cero parra el motor de reluctancia	35
Fig. 2.11	Diagrama de bloques del motor de reluctancia	36
Fig. 2.12	Cálculo del ángulo de conmutación	38
Fig. 2.13	Estrategia de conmutación	39
Fig. 2.14	Diagrama de bloques del regulador de corriente de histéresis	41
Fig. 2.15	Regulador de corriente por modulación de ancho de pulso	42
Fig. 2.16	La corriente de fase durante la operación como generador es la corriente de fase durante la operación como motor vista al espejo alrededor de la posición de alineamiento	43
Fig. 2.17	Estados de una fase del convertidor de la maquina de reluctancia	44
Fig. 2.18	Fase de la maquina de reluctancia para la operación a baja velocidad como motor y generador con los estados del convertidor	45

Fig. 2.19	Perfil de descarga típico de la batería	52
Fig. 3.1a	Fuerzas que actúan en el vehículo	55
Fig. 3.1b	Fuerzas de resistencia al rodamiento que actúan en las llantas	55
Fig. 3.2	Características de carga de camino típico como función de la velocidad del vehículo	56
Fig. 3.3	Perfil torque velocidad del motor eléctrico en términos de la fuerza de tracción y la velocidad del vehículo, regiones de operación del motor	60
Fig. 3.4	Fuerzas aplicadas a un carro típico	62
Fig. 3.5	Secuencias cinemáticas de un ciclo de conducción típico	68
Fig. 4.1a	Posición del rotor en desalineamiento 0 a θ_1	73
Fig. 4.1b	Posición del rotor desde la posición θ_1 a θ_2	73
Fig. 4.1c	Posición del rotor desde la posición θ_2 a θ_3	73
Fig. 4.1d	Posición del rotor desde la posición θ_3 a θ_4	74
Fig. 4.1e	Posición del rotor desde la posición θ_4 a θ_5	74
Fig. 4.2	Perfil de inductancia de una fase para un caso ideal (modelo simplificado)	74
Fig. 4.3	Perfil de inductancia de dos fases sucesivas para un caso ideal	75
Fig. 4.4	Curva de características B-H	76
Fig. 4.5	Esquema del motor de 6/4 polos	77
Fig. 4.6	Circuito magnético del motor de reluctancia	82
Fig. 4.7	Circuito magnético simplificado del motor de reluctancia	82
Fig. 4.8	Cálculo de la trayectoria 1	86
Fig. 4.9	Circuito de reluctancia de la trayectoria 1	88
Fig. 4.10	Cálculo de la trayectoria 2	89
Fig. 4.11	Circuito de reluctancia equivalente	90
Fig. 4.12	Cálculo de la trayectoria 3	91
Fig. 4.13	Cálculo de la trayectoria 4	92
Fig. 4.14	Cálculo de la trayectoria 5	93
Fig. 4.15	Cálculo de la trayectoria 6	95
Fig. 4.16	Circuito magnético trayectoria 6	95

Fig. 4.17	Cálculo de la trayectoria 7	96
Fig. 4.18	Circuito de reluctancia de la trayectoria 7	97
Fig. 4.19	Diagrama de bloques del programa de diseño del motor de reluctancia	98
Fig. 5.1	Diagrama de flujo para el vehículo eléctrico con motor de reluctancia	107
Fig. 5.2	Diagrama de flujo del programa de simulación para el modelo lineal del motor de reluctancia	108
Fig. 5.3	Diagrama de flujo del programa de simulación para el modelo no lineal del motor de reluctancia	109
Fig. 5.4	Diagrama de bloques del vehículo eléctrico con motor de reluctancia	110
Fig. 5.5	Diagrama de bloques del motor de reluctancia	111
Fig. 5.6	Diagrama de bloques de una fase para el modelo lineal del motor de reluctancia	112
Fig. 5.7	Diagrama de bloques de una fase para el modelo no lineal del motor de reluctancia	113
Fig. 5.8	Torque promedio versus velocidad angular	115
Fig. 5.9	Corriente rms versus velocidad angular	116
Fig. 5.10	Tensión rms versus velocidad angular	116
Fig. 5.11	Factor de potencia del motor de reluctancia	117
Fig. 5.12	Eficiencia del motor de reluctancia versus veloc. angular	117
Fig. 5.13	Operación del motor en a) baja velocidad, (modo pulsado) b) alta velocidad (pulso único)	118
Fig. 5.14	Operación de la maquina de reluctancia como a) motor, b) Generador	119
Fig. 5.15	Tensión de fase 1 para el ciclo de conducción B	122
Fig. 5.16	Corriente de fase 1 para el ciclo de conducción B	123
Fig. 5.17	Torque de fase 1 para el ciclo de conducción B	124
Fig. 5.18	Velocidad del vehículo para el ciclo de conducción B	125
Fig. 5.19	Velocidad angular del motor para el ciclo de conducción B	126
Fig. 5.20	Descarga de la batería en el ciclo de conducción B	127
Fig. 5.21	Inductancia de fase 1 para el ciclo de conducción B	128

Fig. 5.22	Fuerza contraelectromotriz de fase 1 para el ciclo de conducción B	129
Fig. 5.23	Tensión de fase 1 para el ciclo de conducción C	133
Fig. 5.24	Corriente de fase 1 para el ciclo de conducción C	134
Fig. 5.25	Torque de fase 1 para el ciclo de conducción C	135
Fig. 5.26	Velocidad del vehículo para el ciclo de conducción C	136
Fig. 5.27	Velocidad angular del motor para el ciclo de conducción C	137
Fig. 5.28	Descarga de la batería en el ciclo de conducción C	138
Fig. 5.29	Inductancia de fase 1 para el ciclo de conducción C	139
Fig. 5.30	Fuerza contraelectromotriz de fase 1 para el ciclo de conducción C	140
Fig. a1	Características flujo - corriente del motor de reluctancia para varias posiciones del rotor	149
Fig. a2	Características Torque-posición del motor de reluctancia para diferentes niveles de corriente	150

CAPITULO I

ANTECEDENTES Y FORMULACION DEL PROBLEMA

1.1. ANTECEDENTES

En la actualidad los automóviles con motores de combustión interna son la mayor fuente de la contaminación urbana. De acuerdo a "Environmental Protection Agency" (EPA), los vehículos de combustión interna (VCIs) contribuyen con 40% - 50% de ozono, 80% - 90% de monóxido de carbono, y 50% - 60% de toxinas encontradas en las áreas urbanas.

Si la cantidad de VCIs continúa creciendo, y estos siguen siendo equipados con motores de combustión interna convencionales (diesel y gasolina), a corto plazo, los niveles de contaminación serán inaceptables para el planeta. En latino América en general, y especialmente en nuestro país, la contaminación producida por los vehículos convencionales es aún peor que en los países desarrollados. Una de las causas de esta situación es la falta de una legislación actualizada y fiscalización eficiente, relacionada con la emisión de los VCIs.

Basado en los anteriores argumentos y con el objetivo de incentivar el desarrollo de tecnologías de avanzada, en octubre de 1990, el estado de California (EE.UU) marcó un hito al establecer una ley que exigía que [1], a partir de 1998 el 2% de los vehículos vendidos en ese estado debían ser "vehículos de emisión cero" (VECs) o no contaminantes, 5% para el 2001, y 10% para el 2003, desafortunadamente esta ley fue modificada y postergada debido a problemas de "realización practica"

Hasta el momento, la única tecnología disponible y madura, para producir VECs es la de Vehículos Eléctricos, los cuales son más eficientes que los VCI bajo

condiciones normales de manejo, y a diferencia de los motores de CI los VE no sufren pérdida de eficiencia por las condiciones de arranque y paro que típicamente caracteriza a las áreas congestionadas.

Pero no todas son ventajas para los VEs. Estos también producen contaminación ambiental, aunque de manera indirecta, debido a las emisiones que se generan al recargarlos.

Continuamente se está desarrollando una tecnología mejorada para hacer vehículos eléctricos independientes de infraestructura eléctrica durante un mayor período de tiempo.

La introducción al transporte eléctrico está íntimamente relacionada con una serie de desarrollos. En los campos tecnológicos clave de las baterías y de la electrónica, los signos son positivos, y se pueden esperar resultados aceptables en un plazo relativamente corto. Además, son necesarias medidas políticas para permitir y estimular su introducción. Se requiere planificación para adaptarlos al espacio público y la infraestructura necesaria para este nuevo tipo de vehículo.

1.2. FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

El reciente interés en los vehículos eléctricos demandan de un motor eficiente confiable y económico para su propulsión. Las industrias automotrices, incluyendo las tres mayores fabricas de automóviles en los Estados Unidos y otras fabricas en el extranjero, son las que están investigando por mejores sistemas de propulsión para los vehículos eléctricos.

Sin embargo, la búsqueda por una tracción satisfactoria llega a ser bastante enredada cuando la dinámica del vehículo y la arquitectura del sistema son consideradas.

Algunas de las características consideradas en la investigación de los vehículos eléctricos considerando la selección del motor son [2].

- Densidad de torque (torque por unidad de volumen del rotor)
- Tamaño del inversor
- Rango de velocidad extendida
- Eficiencia de energía
- Seguridad y confiabilidad
- Costo

Dentro de los motores investigados recientemente, el motor de reluctancia variable ha recibido bastante atención, debido a sus características de simplicidad en construcción, alta confiabilidad y bajo costo de fabricación y mantenimiento.

Entonces, el problema a solucionar consiste en modelar el funcionamiento de un vehículo eléctrico, usando el motor de reluctancia como unidad de propulsión, en un recorrido teniendo en cuenta todas las solicitaciones físicas, variables en el tiempo como la resistencia del camino, resistencia al rodamiento y la resistencia aerodinámica.

El procedimiento adoptado es desarrollado en base al análisis y elaboración en forma matemática de los modelos mecánicos, el análisis del controlador del motor y finalmente el desarrollo del modelo integrado.

El modelo permitirá obtener el cálculo real de todas las variables eléctricas, como son la profundidad de descarga de la batería.

1.3. OBJETIVO

El propósito de este trabajo es identificar métodos aceptables para la implementación de un procedimiento de evaluación de sistemas vehiculares, usando como referencia los parámetros dados por SAE (Society of Automotive Engineers) .

Se trata de establecer procedimientos uniformes para pruebas de vehículos eléctricos alimentados por baterías, tratándolos no como un sistema único sino como un conjunto de subsistemas individuales (batería, motor, controlador, carga) que interactúan entre si.

Para este trabajo se implementará un programa de simulación en Matlab con el cual se podrá realizar la evaluación de un sistema vehicular con motor de reluctancia, así como la simulación de algunos aspectos del comportamiento y desenvolvimiento en condiciones de conducción de un vehículo eléctrico en general.

CAPITULO II

TEORIA DEL SISTEMA VEHÍCULAR

El concepto de vehículo eléctrico fue concebido a mediados del siglo pasado, antes de la introducción del motor de combustión interna, permaneciendo presente lado a lado por varios años [3].

A pesar que la densidad de energía de la gasolina es mayor de la que una batería electroquímica puede ofrecer el vehículo eléctrico continuó existiendo, especialmente en áreas urbanas debido a su capacidad de auto arranque.

Sin embargo, poco después de la introducción del arrancador eléctrico para los motores de combustión interna a comienzos del siglo pasado, y a pesar de la eficiencia de energía y la no polución, los vehículos eléctricos han perdido completamente la batalla con los motores de combustión interna debido a su limitado rango y menor rendimiento, desde entonces, el motor de combustión interna ha mejorado en diseño, y ha recibido una amplia aceptación y respeto.

A pesar de esto, el interés por los vehículos eléctricos nunca pereció completamente y siempre que haya alguna crisis en la operación de los automóviles con motores de combustión interna este interés seguirá existiendo.

Las tecnologías involucradas en un vehículo eléctrico son diversas e incluyen a ingenieros electricistas y electrónicos, mecánicos y automotrices, e ingenieros químicos. Especialistas en estas disciplinas de ingenierías deben trabajar juntos y agrupar sus conocimientos en las áreas principales:

Diseño de la carrocería: Existen dos métodos básicos para la producción de vehículos eléctricos, el convertir una ya existente o el diseñar una con este propósito. Para el método de conversión, el motor y el equipo asociado de un

vehículo existente son reemplazados por el motor eléctrico, el controlador y las baterías. Este ofrece alguna economía porque el vehículo completo ya está allí y el precio de compra es bastante bajo.

Sin embargo en algunas conversiones el vehículo resultante puede tener algunas restricciones, mayor peso y el tener un centro de gravedad alto, así como la distribución de carga adicional podría afectar el manejo.

En el otro método el diseñador tiene la oportunidad de integrar los principales componentes de un sistema vehicular para que trabajen eficientemente juntos, estos son: [4]

- El motor
- Controlador
- Fuente de poder

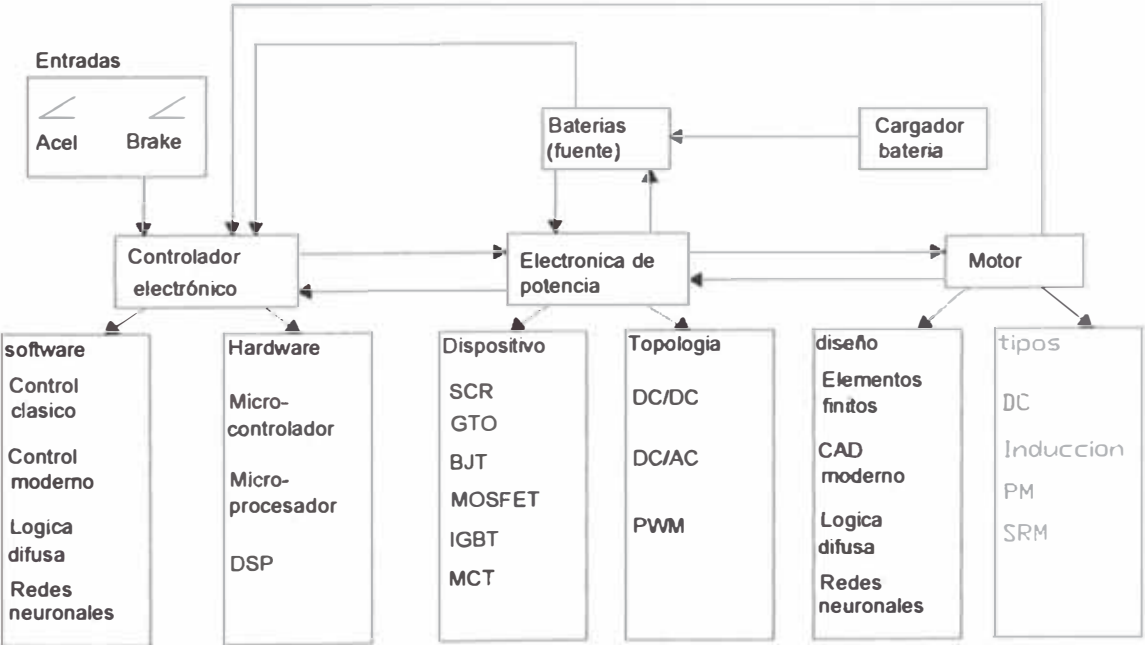


Fig. 2.1 Componentes eléctricos de un vehículo eléctrico

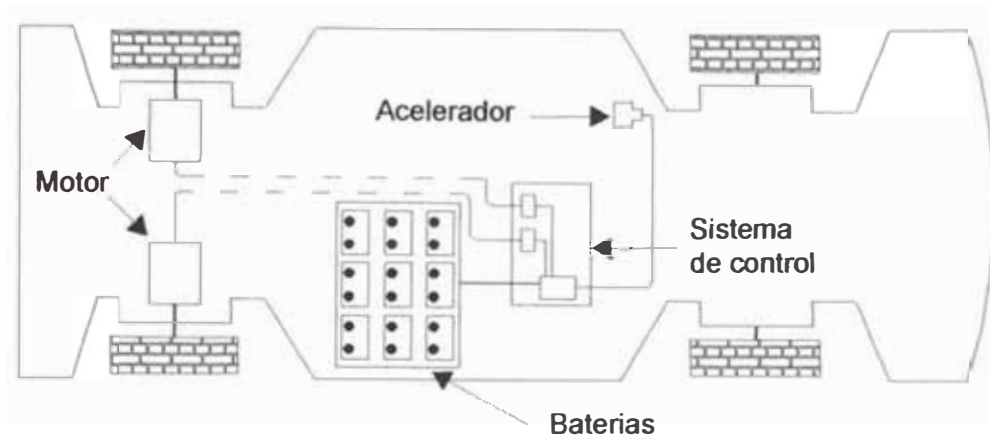


Fig. 2.2 Componentes eléctricos de un vehículo eléctrico

2.1. LA MAQUINA DE RELUCTANCIA

Las máquinas eléctricas pueden ser clasificadas dentro de dos categorías desde el punto de vista de cómo producen torque, electromagnéticamente o reluctancia variable [5].

En la primera categoría, el movimiento es producido por la interacción de dos campos magnéticos, uno generado por el estator y el otro por el rotor. Dos campos magnéticos mutuamente acoplados, producen un torque electromagnético tendiendo a llevar a los campos a una posición de alineamiento. Este mismo fenómeno es el que causa que los polos opuestos de un magneto se atraigan, o polos similares se repelan.

Estos motores, los cuales incluyen a los motores de inducción y de corriente continua, se diferencian basados en su geometría y cómo los campos magnéticos son generados, pudiendo ser por imanes permanentes o por corrientes eléctricas inducidas.

En la segunda categoría, el movimiento es producido como resultado de una reluctancia variable en el entrehierro entre el rotor y el estator. Cuando la bobina del estator es energizada, produce un simple campo magnético, el movimiento es producido por la tendencia del rotor a moverse a la posición de mínima reluctancia.

En construcción el motor de reluctancia es el mas simple de las máquinas eléctricas. Solamente el estator tiene arrollamientos. El rotor no contiene conductores o imanes permanentes este consiste simplemente de laminas de acero apiladas sobre un eje.



Fig. 2.3 Rotor de un motor de reluctancia conmutado.

Esta simplicidad mecánica, sin embargo, trae algunas limitaciones. Al igual que el motor brushless DC, el motor de reluctancia no puede ser conectado directamente a una red AC o DC, este debe ser electrónicamente conmutado. Además, la doble saliencia del estator y del rotor, necesaria para producir el torque, origina características magnéticas no lineales complicando el análisis y control del motor de reluctancia.

El motor de reluctancia variable (SRM) esta siendo considerado para un gran numero de aplicaciones donde sus características únicas traen ventajas al sistema, estas aplicaciones requieren una combinación de alta confiabilidad, tolerancia a la falla, alta velocidad, velocidad variable, eficiencia, y bajo costo.

Un gran rango de aplicaciones en la industria aeroespacial, la industria automotriz, y aplicaciones en la industria tienen algunas combinaciones de estos requerimientos [6].

El interés reciente en el motor de reluctancia se debe a los significantes avances ocurrido en la electrónica de potencia y controles electrónicos, como se dijo anteriormente la funcionabilidad del motor de reluctancia se ve afectada sin un control externo de las corrientes en sus arrollamientos. Siendo la mayor limitante del motor de reluctancia el ruido acústico y las oscilaciones en el torque en comparación con otros tipos de maquinas eléctricas.

En la bibliografía es posible encontrar varios trabajos mostrando numerosos aspectos del diseño y control del motor de reluctancia, las aproximaciones tomadas varían desde el análisis de elementos finitos a modelos complejos de circuitos magnéticos no lineales. Los modelos resultantes son numéricos en naturaleza y de esa manera es difícil entrar en el diseño y dimensionamiento del SRM.

Este trabajo intenta proveer un modelo analítico del SRM que incluye los efectos de saturación y requiere solamente de la geometría del motor como datos de entrada.

Estas ecuaciones son complejas, pero proveen de un modelo analítico completo que predice las curvas de desempeño, como los flujos de enlace en los arrollamientos, la fuerza contraelectromotriz (BEFM) y el torque estático.

Además este modelo analítico es adaptable para la simulación del desempeño del SRM, que para este trabajo se trata de una máquina de seis polos en el estator y cuatro polos en el rotor.

Se considera además que no existe interacción entre las diferentes fases del motor, de esta manera la operación del motor es completamente caracterizada por el flujo enlazado por uno de los arrollamientos de fase del motor el cual depende solo de la corriente en el mismo arrollamiento de fase y la posición del rotor.

2.1.1. OPERACION DEL MOTOR DE RELUCTANCIA

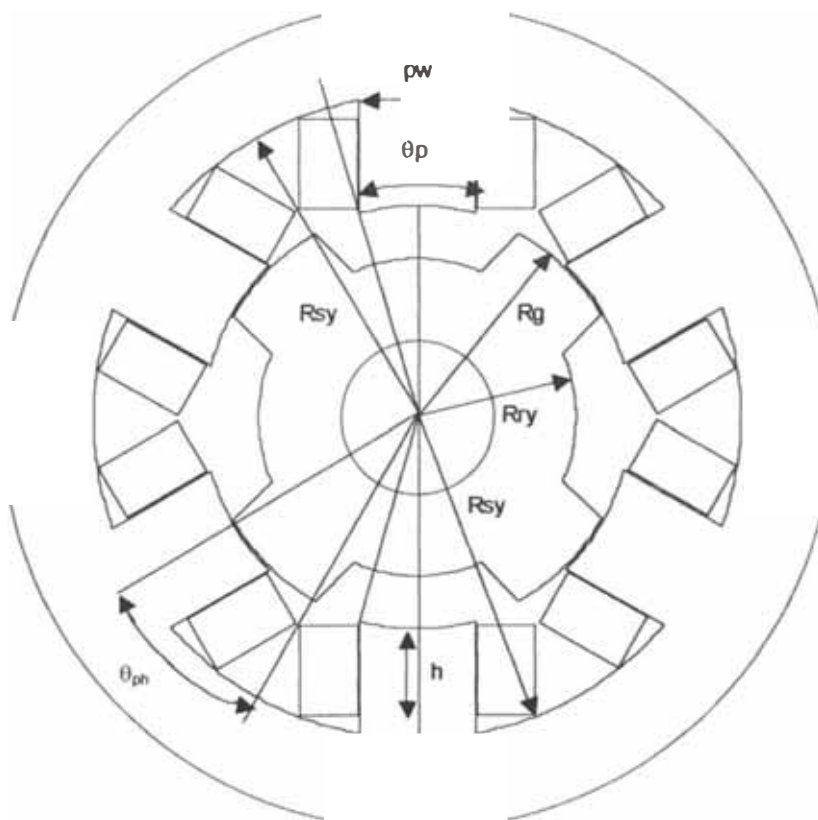


Fig. 2.4. Corte seccional de un motor de reluctancia, (dimensiones)

Nomenclatura

l_{stk}	: Longitud de apilamiento
STF	: Factor de apilamiento de las laminas
g	: Entrehierro
R_g	: Radio del rotor
R_{ry}	: Radio del yugo del rotor
R_{sy}	: Radio del yugo del estator
N_s	: Número de polos del estator
N_r	: Número de polos del rotor
θ	: Angulo de traslape
i_{ph}	: Corriente de fase
μ_0	: Permeabilidad del vacío
μ_r	: Permeabilidad relativa de material
μ	: $\mu_r \cdot \mu_0$
B_{sat}	: Densidad de flujo de saturación
g_f	: Entrehierro en el campo del flujo lateral
N	: Número de vueltas por polo del estator
p_w	: Ancho del polo (rotor o estator)
W'	: Coenergía
λ_m	: Flujo principal
λ_f	: Flujo lateral
w_m	: Velocidad mecánica angular

El principio de operación básico del motor de reluctancia es bastante simple; cuando la corriente pasa a través de las bobinas del estator, el torque se genera por la tendencia del rotor a alinearse con el polo excitado. La dirección del torque generado está en función a la posición del rotor con respecto a la fase energizada, y es independiente de la dirección del flujo de corriente a través del arrollamiento de la fase. Un torque continuo puede ser producido por la excitación sincronizada de cada una de las fases con la posición del rotor.

La posición de alineamiento ocurre cuando un par de polos del rotor están en alineamiento con el polo del estator de la fase energizada, en esta posición la reluctancia tiene un valor mínimo mientras que la posición de desalineamiento ocurre cuando el alineamiento entre los polos del rotor y estator es mínimo, en esta posición la reluctancia alcanza su valor máximo.

El entrehierro es definido como la distancia entre los polos del rotor y estator cuando están en la posición de alineamiento.

La Fig. 2.5 muestra las características de dos máquinas, una de las cuales experimenta alta saturación magnética y la otra experimenta una pequeña saturación magnética. Ambas máquinas han sido diseñadas con el mismo material, para la misma velocidad del rotor, el mismo pico de corriente, además de tener las mismas dimensiones excepto en el entrehierro.

La saturación en la máquina se debe solamente a su pequeño entrehierro comparado con el entrehierro de la máquina no saturada. Debido a que la capacidad de conversión de energía en un motor de reluctancia es el área cerrada por su trayectoria de operación en el plano flujo-corriente, la máquina saturada tiene el potencial de convertir aproximadamente dos veces la energía de la máquina no saturada para las mismas dimensiones y pico de corriente.

De esto se puede deducir que para maximizar la densidad de potencia, el SRM debe ser diseñado con un entrehierro lo suficientemente angosto que en la posición de alineamiento sature la máquina a una corriente mucho menor que la corriente pico de operación, alternativamente se puede decir que con una saturación magnética significativa (pequeño entrehierro) se tiene un factor de potencia efectivo alrededor de dos veces el de un diseño sin saturación.

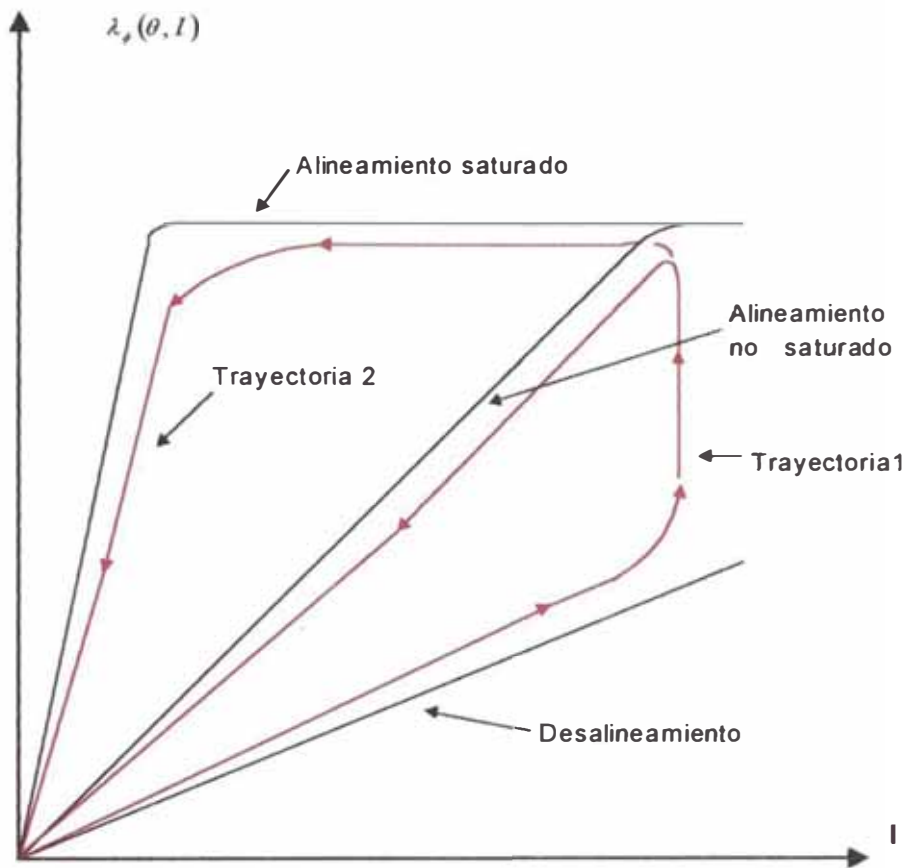


Fig. 2.5 Curvas de flujo de enlace para el motor de reluctancia en la posición de alineamiento, cuando experimenta saturación magnética y cuando no la experimenta

Debido a que una alta saturación del SRM mejora su desempeño esta no debe ser ignorada en el diseño y análisis de la maquina.

Para la posición de desalineamiento del rotor no existe saturación magnética, es por ello que solo la inductancia en la posición de desalineamiento necesita ser calculada.

Una buena estimación de esta inductancia en desalineamiento puede ser obtenida modelando la geometría de la maquina como se muestra en la Fig. 2.6.

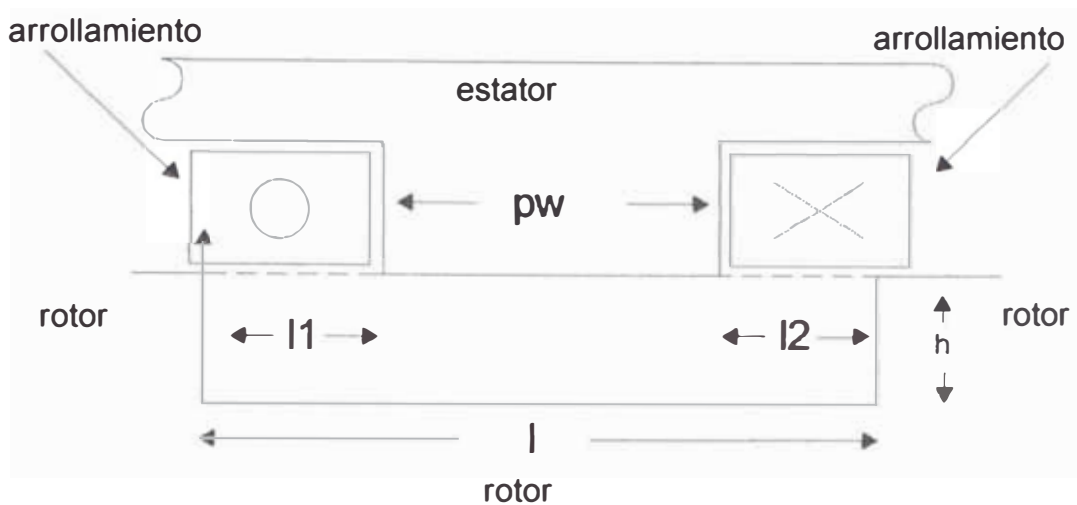


Fig. 2.6 Aquí los polos del rotor y estator se muestran con una geometría rectangular usado para el cálculo de la inductancia en desalineamiento.

La trayectoria de flujo predominante va del polo del estator al polo del rotor es por ello que solo el campo formado en el cajón por el polo de rotor, el yugo del rotor y las líneas marcadas necesitan ser calculadas.

Se asume que el campo tangencial a lo largo del hierro es igual a cero. De esa forma sólo el campo tangencial a lo largo de las líneas marcadas en la Fig. 2.6 necesita ser determinado para calcular el campo magnético.

El campo magnético tangencial requerido en este límite puede ser aproximado usando la ley de Ampere como NI dividido entre la distancia entre los extremos de los polos del rotor y estator en la región entre los polos y cero cuando el polo del estator está ubicado como se muestra en la Fig 2.6

El modelo de la Fig. 2.7 puede ser usado para el cálculo analítico de las curvas del motor de reluctancia, este modelo asume que las diferentes fases son independientes y que el flujo total accionado por el mismo número de vueltas del arrollamiento se divide en dos trayectorias.

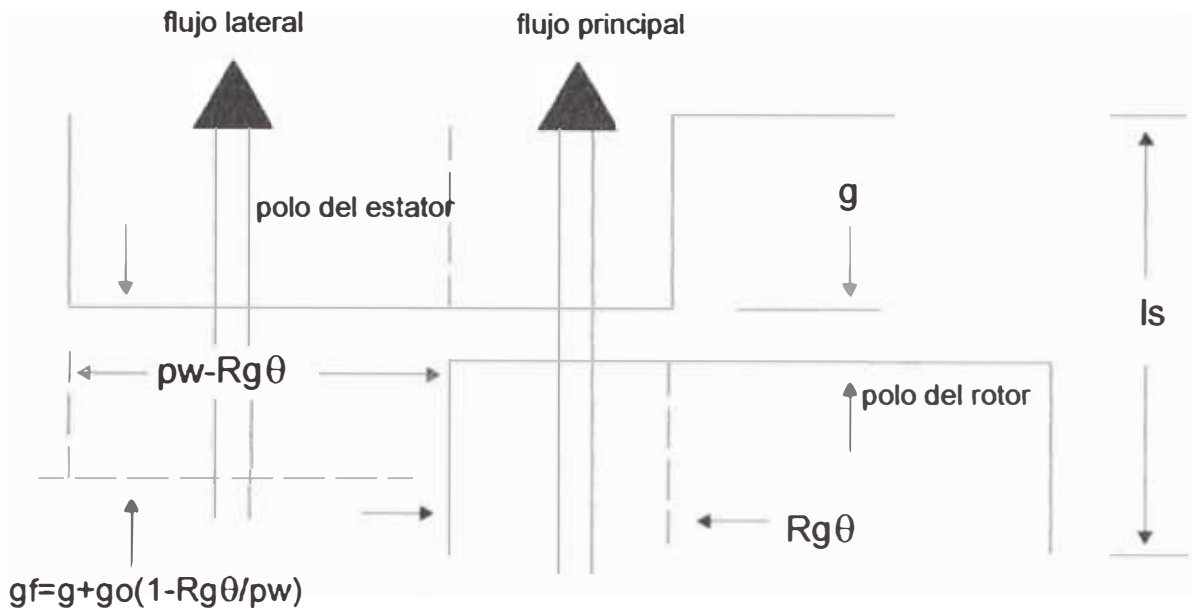


Fig. 2.7 Modelo simplificado para el cálculo del flujo en el motor de reluctancia cuando los polos del rotor y estator se traslapan

Una de estas trayectorias para el flujo de fase es a través de los polos del rotor y estator cuando ellos se traslapan y tienen un pequeño entrehierro. La otra trayectoria es a través del polo del estator cuando este no traslapa con el polo del rotor y tienen un entrehierro grande con el yugo del rotor.

Por consiguiente, el flujo de enlace de una fase λ_{ph} es separado convenientemente en dos flujos λ_m (en la región de traslape de polos) referido como el flujo principal, y λ_f (en la región que no existe traslape de polos) referido como el flujo lateral. Escrito en forma de ecuación tendríamos [7].

$$\lambda_{ph} = \lambda_m + \lambda_f \tag{2.1}$$

El corte seccional del área de las dos trayectorias depende de la posición del rotor, el cual determina la extensión del traslape entre el polo del rotor y estator. Por consiguiente tanto el flujo principal como el flujo lateral son funciones de la

posición del rotor. El flujo lateral es máximo en el inicio del traslape de los polos y es mínimo en la posición de alineamiento.

El máximo valor del entrehierro para el flujo lateral ocurre cuando el polo del rotor empieza a traslaparse con el polo del estator de interés, y el mínimo valor ocurre cuando el polo del rotor está alineado con el polo del estator (posición de alineamiento).

2.1.2. PERDIDAS EN EL MOTOR DE RELUCTANCIA

Las pérdidas en el motor de reluctancia comprometen principalmente las pérdidas en el hierro y las pérdidas en el cobre.

Una vez conocida la corriente de fase el cálculo de las pérdidas en el cobre es una tarea relativamente fácil, lo cual no sucede con la pérdidas en el hierro que siempre es una tarea más complicada por el hecho que a diferencia de los motores ac convencionales de velocidad variable, las diferentes partes del núcleo del motor de reluctancia no están sujetas a la misma frecuencia de inversión de flujo cuando la maquina está operando a velocidad constante. Además, la forma de onda de la corriente no es sinusoidal y es dependiente de las condiciones de operación.

El hecho de que esta máquina opera en grados variantes de saturación complica aún mas la estimación de pérdidas en el núcleo, y esta complejidad aumenta con el número de fases.

2.1.2.1. Pérdidas en el hierro

Los fabricantes de laminas de acero del núcleo proveen la información de variación de las pérdidas en el núcleo (en watts por kilogramo) como una función

de la densidad de flujo y frecuencia. La frecuencia base para el SRM es determinado a partir de la velocidad de operación.

Usando el análisis de fourier, las frecuencias armónicas y sus amplitudes relativas son determinadas. Para determinar la contribución de cada armónico en las pérdidas del núcleo, la amplitud pico es usada como un factor de ponderación para la densidad de flujo en su respectiva parte del motor. Así, para los armónicos de orden n , la densidad máxima de flujo ponderado esta dado por [8].

$$\hat{B}_n = \frac{\hat{A}_n}{A} \hat{B} \quad (2.2)$$

Donde A es el valor pico de la función de flujo de enlace usado en el análisis de fourier. A_n es el valor pico del valor del armónico de orden n , del análisis de fourier, B la densidad de flujo en el núcleo para una corriente de excitación dada, y B_n es la densidad de flujo pico para un armónico de orden n .

Escogiendo $A = 1$; la expresión se simplifica. Una vez conocida la densidad de flujo y la frecuencia, el correspondiente factor de pérdidas (watt por kilogramo) es buscado a partir de las características y multiplicado por el peso apropiado del hierro.

En la mayoría de los casos, las características de pérdidas dadas por los fabricantes son logarítmicas. La variación de las pérdidas en el núcleo como una función de la frecuencia puede ser hallado usando logaritmos polinomiales lineales de la forma:

$$p = W, \left[\log^{-1} \{ a \log(f) - b \} \right] \quad (2.3)$$

Donde a y b son constantes que representan la pendiente y la intercepción con "y", respectivamente, W es el peso del núcleo, y p es el factor de pérdidas en watt

por kg. El peso del hierro para cada parte es calculado a partir de las dimensiones del motor.

$$P_i = \sum p_k * W_{ik} \quad (2.4)$$

Donde P_i son las pérdidas totales en el núcleo, p_k es el factor de pérdidas en la parte "k" del núcleo (watt por kg), y W_{ik} es el peso de la parte "k" contribuyendo a las pérdidas.

Una aproximación para el cálculo de las pérdidas en el hierro en el motor de reluctancia es dada en [9], aquí se considera dos coeficientes (considerados típicos para el SRM), $c = 0.4$ que representa la relación entre las pérdidas totales en el hierro y las pérdidas totales en el motor, y $f = 0.333$ que representa la relación entre las pérdidas por corrientes de Eddy Loss y las pérdidas totales en el hierro.

2.1.2.2. Pérdidas en el cobre

Las pérdidas en el cobre constituyen un parte considerable de las pérdidas totales en el motor de reluctancia. La estimación exacta de las pérdidas en el cobre para toda velocidad es complicado por el hecho que las formas de onda de la corriente en el motor no son sinusoidales. Estas formas de onda dependen de las condiciones de operación, particularmente la corriente de excitación, la velocidad, y la estrategia de conmutación, las pérdidas en el cobre están dadas generalmente por [8]:

$$P_{cu} = m * I_{rms}^2 * R_{ph} \quad (2.5)$$

donde R_{ph} es la resistencia por fase del estator, I_{rms} es el valor de la corriente rms de fase.

2.1.3. OPERACIÓN COMO GENERADOR DE RELUCTANCIA

2.1.3.1. Conversión de energía

Durante el funcionamiento como generador de reluctancia conmutado, la energía mecánica es convertida en energía eléctrica en virtud de una apropiada sincronización de la corriente de fase con la posición del rotor. Durante el funcionamiento como generador, se produce un torque negativo el cual intenta oponerse a la rotación, de ese modo se extrae la energía a partir del movimiento. Al igual que en el funcionamiento como motor la función del conmutador es excitar las fases en un orden apropiado para mantener una conversión de energía continua.

El torque en el generador de reluctancia al igual que en el motor de reluctancia, es creado por la tendencia de los polos del estator de atraer al polo más cercano del rotor.

Si la fase es excitada antes que los polos del rotor estén en alineamiento con los polos del estator, el rotor experimenta un torque en la dirección de rotación lo cual consiste en una operación como motor. Si la fase es excitada cuando el polo del rotor se encuentra en alineamiento con el polo del estator, entonces el rotor experimenta un torque que esta en oposición a la rotación, lo que se traduce en una operación como generador [10], la Fig. 2.8 muestra la relación entre el perfil de inductancia ideal y la corriente de fase.

El generador de reluctancia requiere de una fuente de excitación para generar energía eléctrica, la cual es derivada del convertidor electrónico

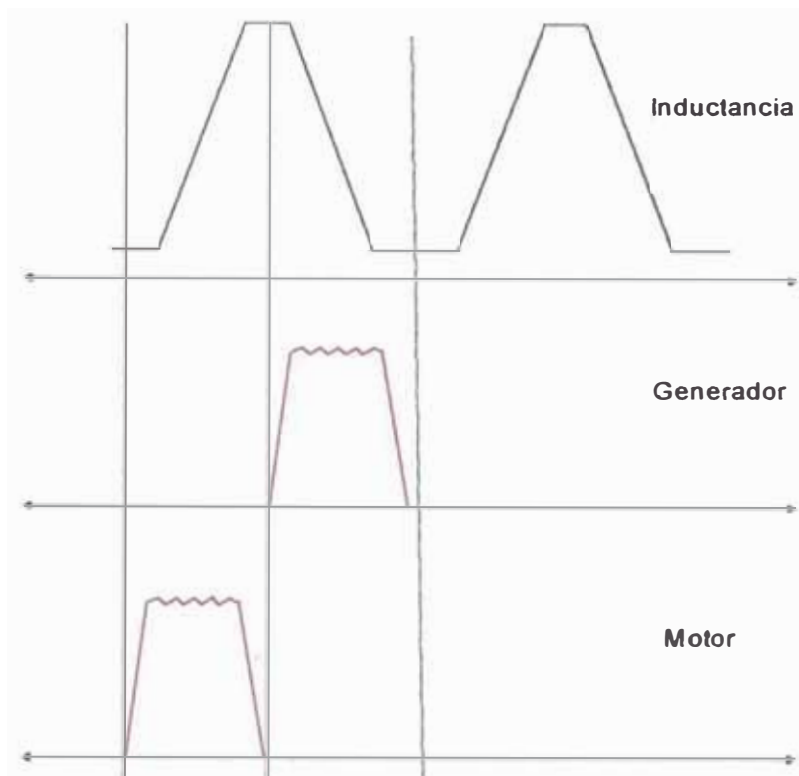


Fig 2.8. Variación de la inductancia ideal y las corrientes del motor y generador

2.1.4. ECUACIONES DE LA MAQUINA DE RELUCTANCIA

El voltaje aplicado a la máquina de reluctancia esta dado por [11], [12]:

$$V = R * i_{ph} + \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.6)$$

donde

V : Voltaje en terminales

i_{ph} : Corriente de fase

R : Resistencia de arrollamiento

λ : Flujo entre arrollamientos

Debido a la construcción del motor de reluctancia y al efecto de saturación magnética, el flujo de enlace en una fase del SRM varía como una función de la posición del rotor θ y la corriente de fase

$$\frac{d\lambda}{dt} = \frac{\partial \lambda}{\partial iph} \frac{diph}{dt} + \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.7)$$

donde:

$\frac{\partial \lambda}{\partial i}$: es definido como $L(\theta, I)$ inductancia instantánea

$\frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt}$: Fuerza contraelectromotriz

Entonces la ec. de voltaje sería:

$$V = R^* I + \frac{\partial \lambda}{\partial iph} \frac{diph}{dt} + \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.8)$$

Se sabe que $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ (2.9)

Remplazando (2.8) en (2.9).

$$V = R^* iph + \frac{\partial \lambda}{\partial iph} \frac{diph}{dt} + \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \omega \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial \lambda}{\partial iph} \frac{diph}{dt} = V - R^* iph - \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \omega$$

Finalmente.

$$\frac{diph}{dt} = \frac{1}{\partial \lambda / \partial iph} \left(V - R^* iph - \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \omega \right) \quad (2.11)$$

Entonces las ecs que describen el modelo no lineal del motor de reluctancia serian

$$\frac{diph}{dt} = \frac{1}{\frac{\partial \lambda}{\partial iph}} \left(V - R * iph - \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \omega \right) \quad (2.12)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (2.13)$$

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{\partial W'}{\partial \theta} - TL - B \frac{d\theta}{dt} \quad (2.14)$$

Donde:

V : Voltaje en terminales

I_{ph} : Corriente de fase

R : Resistencia ce arrollamiento

λ : Flujo entre arrollamientos

ω : Velocidad angular

θ : Posición angular del rotor

J : Inercia del rotor

W' : Coenergía total, suma de la posición de alineamiento y desalineamiento

TL : Torque de carga del motor

B : Coeficiente de fricción viscosa

Para realizar el análisis del motor de reluctancia se debe considerar las dos posiciones de alineamiento y desalineamiento del rotor.

2.1.4.1. Posición de alineamiento

Flujo principal [6], [7]

$$\lambda_m = \frac{\lambda_0 * R_g * \theta * N}{2 * g} * \left(iph * \left(\frac{ls + 2 * g}{ls} \right) + \frac{lm * B_{sat}}{N * u} - \sqrt{\left(\frac{lm * B_{sat}}{N * u} \right)^2 + \frac{2 * B_{sat}}{N * u} * (2 * ls - lm) * iph + iph^2} \right) \quad (2.15)$$

donde:

$$\lambda_0 = 2 * u_0 * N * l_{stk} * STF * \frac{N}{2} \quad (2.16)$$

Agrupando términos convenientemente tendríamos:

$$l_{amo} = u_0 * N^2 * l_{stk} * STF$$

$$am = \left(\frac{l_m * B_{sat}}{u * N} \right)^2$$

$$ram = \frac{l_m * B_{sat}}{u * N}$$

$$bm = \frac{2 * B_{sat}}{N * u} * (2 * l_s - l_m)$$

$$dm = 1 + \frac{2 * g}{l_s}$$

Además se sabe:

$$l_m = l_s + gm + ur * gm \quad (2.17)$$

Derivando (2.15) en función la corriente, y de la posición obtenemos:

$$\frac{\partial \lambda_m}{\partial i} = l_{amo} * \frac{R_g * \theta}{gm} \left(dm - \frac{bm + 2 * iph}{2 * \sqrt{iph^2 + bm * iph + am}} \right) \quad (2.18)$$

$$\frac{\partial \lambda_m}{\partial \theta} = l_{amo} * \frac{R_g}{gm} \left(ram + dm * iph - \sqrt{am + bm * iph + iph^2} \right) \quad (2.19)$$

Se sabe que $T_m(i, \theta) = \frac{\partial W'_m}{\partial \theta}$

$$W'_m(i, \theta) = \int \lambda_m di \quad (2.20)$$

$$\frac{\partial W'_m}{\partial \theta} = lamo * \frac{R_g}{gm} \left(\begin{array}{l} ram * iph + \frac{dm}{2} * iph^2 - \left(\frac{iph}{2} + \frac{bm}{4} \right) \sqrt{am + bm * iph + iph^2} \\ - \frac{4am - bm^2}{8} * \ln \left(2 * \sqrt{am + bm * iph + iph^2} + 2 * iph + bm \right) \end{array} \right) \quad (2.21)$$

Flujo lateral [6], [7]

$$\lambda_f = \frac{N\lambda_0(pw - R_g\theta)}{2 * gf} * \left[\begin{array}{l} iph * \left(\frac{ls + 2 * gf}{ls} \right) + \frac{lf * B_{sat}}{N * u} - \\ \sqrt{\left(\frac{lf * B_{sat}}{N * u} \right)^2 + 2 * \frac{B_{sat}}{N * u} * (ls - u_r * gf) * iph + iph^2} \end{array} \right] \quad (2.22)$$

Donde

$$\lambda_0 = 2 * u_0 * N * lstk * STF * \frac{N}{2}$$

Agrupando términos convenientemente tendríamos:

$$lamo = u_0 * N^2 * lstk * STF$$

$$af = \left(\frac{lf * B_{sat}}{u * N} \right)^2$$

$$bf = \frac{2 * B_{sat}}{N * u} * (ls - u_r * gf)$$

$$cf = \frac{lf * B_{sat}}{N * u}$$

$$df = 1 + \frac{2 * gf}{ls}$$

$$ef = \frac{4 * af - bf^2}{8}$$

$$gf = gm + go * \left(1 - \frac{R_g * \theta}{pwf} \right) \quad (2.23)$$

Derivando (2.22) en función la corriente, y de la posición obtenemos:

$$\frac{\partial \lambda_f}{\partial i} = lamo * \left(\frac{pwf - R_g * \theta}{gf} \right) \left(1 + \frac{2 * gf}{ls} - \frac{bf + 2 * iph}{2 * \sqrt{iph^2 + bf * iph + af}} \right)$$

$$\frac{\partial \lambda_f}{\partial \theta} = lamo * \left\{ \begin{aligned} & - \frac{R_g}{gf} + \left(\frac{pwf - R_g * \theta}{gf^2} \right) * \left(go * \frac{R_g}{pwf} \right) * \\ & \left[\left(1 + \frac{2 * gf}{ls} \right) + \left(\frac{lf * Bsat}{N * u} \right) - \sqrt{iph^2 + bf * iph + af} \right] \\ & + \left(\frac{pwf - R_g * \theta}{gf} \right) * \left[iph * \left(\frac{-2 * go * R_g}{ls * pwf} \right) - drX_{f\theta} + dc_{f\theta} \right] \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

Al igual que para el caso del flujo principal $Tf(i, \theta) = \frac{\partial W' f}{\partial \theta}$

$$W' f(i, \theta) = \int \lambda f di \quad (2.25)$$

$$\frac{\partial W'_f}{\partial \theta} = lamo * \left[\left(-\frac{R_g}{gf} + \frac{pw - R_g * \theta}{gf^2} * \frac{go * R_g}{pw} \right) * B + \frac{pwf - R_g * \theta}{gf} * \frac{\partial B}{\partial \theta} \right]$$

(2.26)

Donde:

$$A = \frac{pw - R_g * \theta}{gf}$$

$$\frac{\partial A}{\partial \theta} = -\frac{R_g}{gf} + \frac{pw - R_g * \theta}{gf^2} * go \frac{R_g}{pwf}$$

$$B = cf * iph + \frac{df * iph^2}{2} - \left(\frac{iph}{2} + \frac{bf}{4} \right) * \sqrt{iph^2 + bf * iph + af}$$

$$- \frac{4af - bf^2}{8} * \ln \left(2 * \sqrt{iph^2 + bf * iph + af} + 2 * iph + bf \right)$$

$$\frac{\partial B}{\partial \theta} = \frac{dd_f}{2} * iph^2 - \left(\frac{iph}{2} + \frac{bf}{4} \right) * drXf_\theta + dcf_\theta - rXf * \frac{dbf_\theta}{4}$$

$$- def_\theta * \ln f - ef * d \ln f_\theta$$

$$rXf = \sqrt{af + bf * iph + iph^2}$$

$$drXf_i = \frac{bf + 2 * iph}{2 * \sqrt{af + bf * iph + iph^2}}$$

$$drXf_\theta = \frac{-2 * \left(\frac{B_{sat}}{N * u} \right)^2 * gf * \left(\frac{go * R_g}{pwf} \right) + \frac{2 * B_{sat} * u_r * R_g * go}{N * u * pwf} * iph}{2 * \sqrt{af + bf * iph + iph^2}}$$

$$d \ln f_{\theta} = \frac{2 * drXf_{\theta} + dbf_{\theta}}{2 * \sqrt{af + bf * iph + iph^2} + 2 * iph + bf}$$

$$dbf_{\theta} = \frac{2 * B_{sat} * u_r * go * R_g}{N * u * pwf}$$

$$dcf_{\theta} = -u_r * go * R_g * \frac{B_{sat}}{pwf * N * u}$$

$$ddf_{\theta} = -\frac{2 * go * R_g}{ls * pwf}$$

$$def_{\theta} = -u_r * go * lf * \frac{R_g}{pwf} * \left(\frac{B_{sat}}{u * N} \right)^2 - \left(\frac{2 * B_{sat}}{N * u} \right)^2 * ls - ur * gf *$$

$$\frac{u_r * R_g * go}{pwf}$$

El flujo total de fase en la posición de alineamiento es la suma del flujo principal y del flujo lateral, entonces:

$$\frac{\partial \lambda_a}{\partial i} = \frac{\partial \lambda_m}{\partial i} + \frac{\partial \lambda_f}{\partial i} \quad (2.27)$$

$$\frac{\partial \lambda_a}{\partial \theta} = \frac{\partial \lambda_m}{\partial \theta} + \frac{\partial \lambda_f}{\partial \theta} \quad (2.28)$$

$$\frac{\partial W'_a}{\partial \theta} = \frac{\partial W'_m}{\partial \theta} + \frac{\partial W'_f}{\partial \theta} \quad (2.29)$$

2.1.4.2. Posición de desalineamiento

La ec. (2.30) puede ser usada para hallar la inductancia como una función de la altura del polo del rotor [6], [7].

$$L_u = 8 * u_0 * N^2 * l_{stk} * l * \Sigma \frac{\frac{\sin \frac{n * \pi * l_1}{lr}}{l_1} + \frac{\sin \frac{n * \pi * l_2}{lr}}{l_2}}{(n * \pi)^2 * \tanh\left(\frac{n * \pi * hr}{lr}\right)} \quad (2.30)$$

2.1.5. MODELO SIMPLIFICADO DEL MOTOR DE RELUCTANCIA

Muchas veces, el análisis del motor de reluctancia se procede asumiendo que magnéticamente el motor no se satura durante la operación. Esta consideración puede ser útil para el diseño del control o para una predicción inicial del desempeño de la máquina. Cuando la saturación magnética es despreciada, la expresión para el flujo de corriente puede ser dada por [5], [13], [14], [15]

$$\lambda = L(\theta) * i \quad (2.31)$$

Por lo tanto la inductancia del motor varía únicamente como una función de la posición del rotor. Y la expresión para el torque tendría la forma:

$$T = \frac{i^2}{2} \frac{dL}{d\theta} \quad (2.32)$$

Entonces las ecs. que describen el modelo lineal del motor de reluctancia serian:

$$\frac{diph}{dt} = \frac{1}{L(\theta)} \left(V - R * iph - \frac{dL}{d\theta} * iph * \omega \right) \quad (2.33)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (2.34)$$

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = T(\theta, i) - TL - B \frac{d\theta}{dt} \quad (2.35)$$

2.2. EL CONTROL DE LA MAQUINA DE RELUCTANCIA

El bajo costo en construcción del motor de reluctancia, con sus características de tolerancia a la falla y su capacidad de soportar altas temperaturas lo hace una alternativa atractiva para aplicaciones automotrices.

Uno de los principales aspectos en la investigación del motor de reluctancia es su controlador, el funcionamiento y costo del motor se ve altamente afectado por su desempeño.

Diferentes topologías han emergido con un reducido número de llaves de potencia y tiempos de conmutación más rápidos, no obstante existen ciertos requerimientos básicos que estos deberán cumplir [16].

1.- Cada fase de un motor de reluctancia debe conducir independientemente de otras fases

2.- El convertidor podrá desmagnetizar la fase antes que esta entre en la región de generación si la máquina está operando como motor y podrá excitar la fase antes que entre en la región de generación si está operando como generador.

Para mejorar el desempeño, como una mayor eficiencia, desmagnetización más rápida, tolerancia a la falla, etc, el convertidor debe cumplir algunos requerimiento adicionales. Como son:

1.- El convertidor deberá energizar otra fase antes que la fase saliente este completamente desmagnetizada.

2.- El convertidor podrá utilizar la energía de la fase saliente ya sea para recargar la batería o para energizar la fase siguiente.

3.- Para hacer los periodos de conmutación mas cortos el convertidor podrá desmagnetizar la fase saliente en un periodo muy corto.

2.2.1. TOPOLOGIAS DE CONVERTIDORES

2.2.1.1. Convertidores para conmutación dura

Los convertidores para conmutación dura realizan la conmutación al nivel de la tensión de entrada, lo cual resulta en perdidas por conmutación considerables, afectando de esa manera la eficiencia del convertidor.

Debido a que no se requiere el cruce por cero de los voltajes / corrientes, se elimina la necesidad de capacitores resonantes y de inductores reduciendo de esta forma el costo del convertidor.

La topología más versátil es el convertidor puente clásico que cuenta con dos llaves de potencia y dos diodos por fase como se muestra en la Fig. 2.9a.

Hay cuatro modos de operación en este tipo de convertidor:

Durante el modo de conducción de la fase 1 ambas llaves de potencia (Q1 y Q4) están encendidas. Entonces la entrada de la fuente dc magnetiza la fase. Este

modo es usualmente iniciado antes que el rotor y el estator empiecen a traslaparse, por ello la corriente de fase alcanza el valor de referencia antes que la inductancia de fase empiece a incrementarse.

Esto ayuda a reducir las oscilaciones del torque, cuando la corriente alcanza el valor de la corriente de referencia el convertidor salta al modo de regulación de corriente.

Es en ese modo en que la corriente es mantenida en el valor de referencia conmutando una de las llaves de potencia y dejando la otra continuamente encendida hasta que el tiempo de conmutación sea alcanzado. Entonces ambas llaves de potencia de la fase son apagadas para iniciar la conmutación.

La fase empieza a desmagnetizarse a través de los dos diodos y la energía se transfiere de la fase del motor a la fuente dc.

Durante la conmutación el arrollamiento de la fase saliente ve un valor de $-V_{dc}$. Mientras una de las fases es desmagnetizada, la otra puede ser magnetizada. Esto ayuda a reducir las oscilaciones en el torque durante la conmutación.

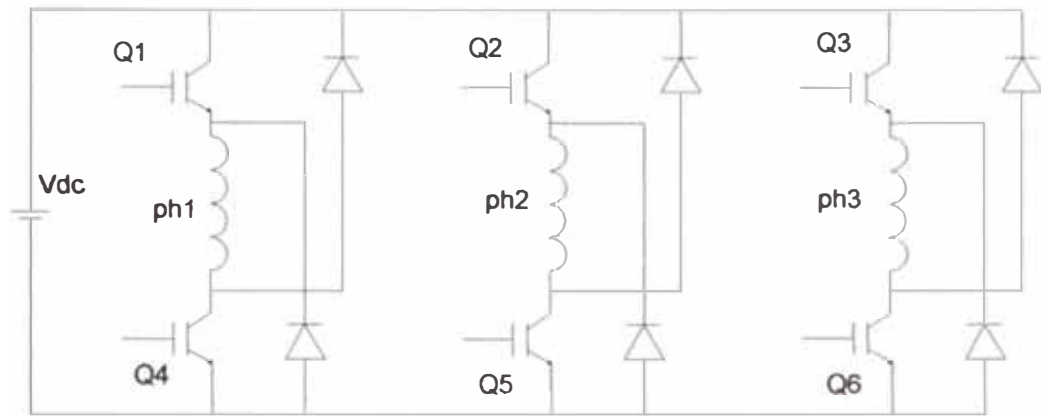
Las ventajas de esta topología de convertidor son:

El control de cada fase es completamente independientemente de las otras.

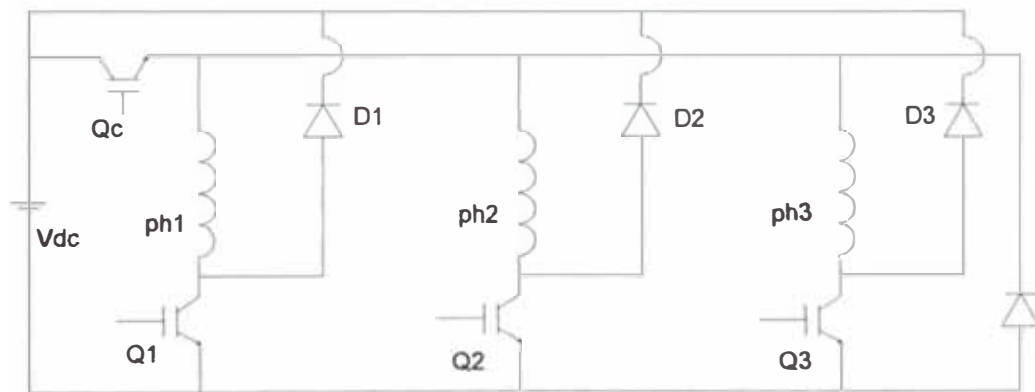
El rango de voltaje de todas las llaves de potencia y diodos es V_{dc} , el cual es relativamente bajo.

La energía de la fase saliente es transferido a la fuente de voltaje, lo cual resulta en un aprovechamiento de la energía.

La principal desventaja de esta topología es el gran número de llaves de potencia requerido en cada fase, por lo cual es caro.



a)



b)

Fig. 2.9. a) Convertidor clásico b) Convertidor de $(n+1)$ switches

Debido al gran número de llaves de potencia que se requiere en el convertidor puente clásico, la búsqueda por convertidores con menor número de llaves de potencia resultó en convertidores como el que se muestra en la Fig. 2.9b.

Este convertidor requiere $(n+1)$ switches para una maquina de n fases. Una de estas llaves de potencia es común para todas las fases. El número de diodos usados para desmagnetizar es también igual a $(n+1)$.

En este tipo de convertidor hay tres modos de operación, durante la fase de conducción, la llave común y las llaves de fase (Q_c y Q_1 para la fase L_1) están encendidas.

La fuente de voltaje dc magnetiza la fase. Cuando la corriente alcanza el valor de referencia el convertidor entra al modo de regulación de corriente, en este modo la llave común es apagada y la corriente circula a través del diodo y la llave de fase. La corriente es mantenida en este valor de referencia conmutando la llave común mientras que la llave de fase correspondiente es mantenida encendida continuamente, la conmutación es iniciada apagando tanto la llave común como la llave de fase.

La fase se desmagnetiza a través del diodo común y el diodo de fase, y la energía es transferida a la batería. Durante la conmutación el arrollamiento de fase tiene un voltaje $-V_{dc}$. La siguiente fase no puede ser encendida hasta que la anterior haya sido desmagnetizada completamente. Para iniciar la magnetización de la siguiente fase, la llave común tiene que ser encendida, esto da un camino a la corriente de desmagnetización de la fase saliente, forzando a cero el voltaje a través de esta, e iniciando lentamente el proceso de desmagnetización.

Las ventajas de este tipo de convertidor son:

El convertidor usa un bajo número de llaves de potencia, con un bajo costo en el convertidor.

El rango de voltaje de todas las llaves y los diodos es V_{dc} que es relativamente bajo.

La energía de la fase saliente es transferida a la batería lo cual resulta en un mejor aprovechamiento de la energía.

La principal desventaja de este convertidor es no poder magnetizar la fase mientras que la anterior no este completamente desmagnetizada, lo cual significa una alta oscilación en el torque durante la conmutación.

2.2.1.2. Convertidores para conmutación suave

Los convertidores para conmutación suave realizan la conmutación cuando el voltaje es igual a cero, o cuando la corriente es igual a cero, evitando la perdidas por conmutación, mejorando la eficiencia del convertidor. Puesto que se requiere el cruce por cero de las corrientes y voltajes, el circuito del convertidor usa capacitores e inductores resonantes incrementando de esa forma el costo del convertidor.

La nueva serie de convertidores resonantes:

La Fig. 2.10 muestra la topología del convertidor resonante para el motor de reluctancia [16].

El circuito es operado por la acción resonante serie posibilitando la corriente cero de conmutación. Esta característica es lograda con el uso de llaves unidireccionales y naturalmente conmutadas tales como SCRs.

El circuito resonante esta constituido por el capacitor C_r y el inductor L_{dr} , el voltaje del capacitor oscila a una tensión próxima a la de la fuente de alimentación dc, mientras que la corriente del inductor empieza a resonar a partir de cero hasta la corriente total de fase durante cada ciclo resonante.

El modo de accionamiento de la fase L1 se inicia disparando las llaves S1, S2 y Q1. La corriente resonante empieza a circular a través de L_{dr} mientras el voltaje a través de C_r es V_{dc} .

Este modo continua hasta que la corriente resonante a través de L_{dr} llega a ser igual a cero, lo cual obliga a las llaves S_1 , S_2 y Q_1 a entrar al estado de apagado. El capacitor C_r empieza a descargar linealmente a través de la inductancia de fase L_1 mientras la inductancia del arrollamiento es mayor que la inductancia resonante L_{dr} .

Cuando el voltaje del capacitor alcanza un valor debajo de la tensión de alimentación dc a un valor V_{co} , el modo de descarga es finalizado con el inicio del modo de accionamiento. La conmutación es lograda permitiendo al capacitor resonante C_r cargar a una tensión negativa menor que $-V_{dc}$ y encendiendo Q_1 mientras que S_1 y S_2 permanecen apagados. La energía de la fase es realimentada a la fuente a través de los diodos D_1 y D_2 .

Las ventajas del convertidor son la alta eficiencia, el bajo esfuerzo de conmutación de los dispositivos y una configuración simple.

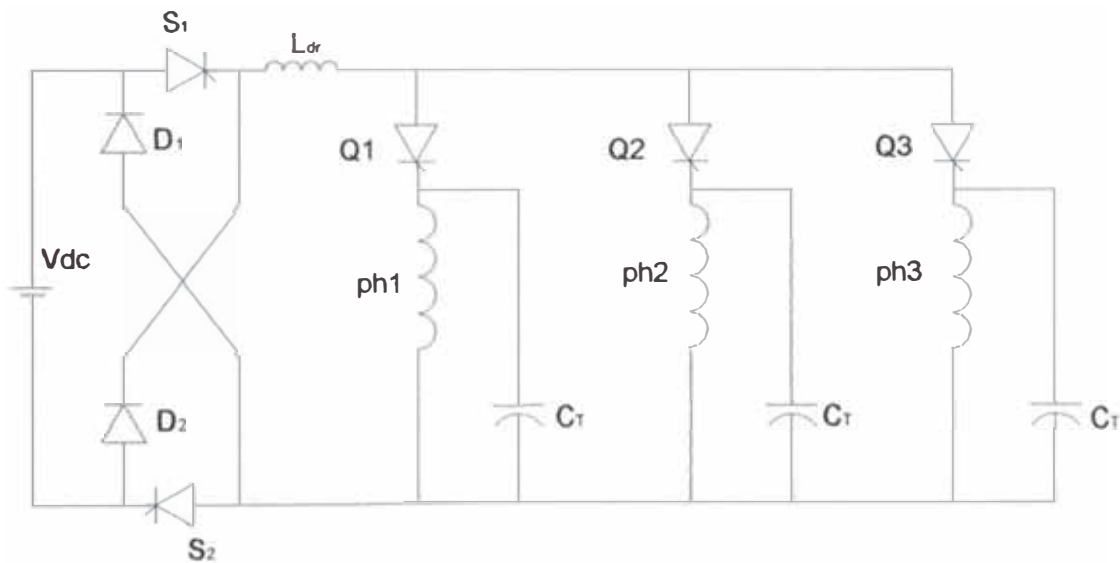


Fig. 2.10. Convertidor resonante de conmutación de corriente cero para el motor de reluctancia

El convertidor cuenta con tres dispositivos por fase. El uso del capacitor resonante incrementa el costo del convertidor, un alto voltaje resonante y corriente requieren de dispositivos con alta capacidad nominal y también pueden ser conmutados naturalmente.

2.2.2. TÉCNICAS DE CONTROL DEL MOTOR DE RELUCTANCIA

2.2.2.1. Control de velocidad

El ajustar la corriente de referencia del motor de reluctancia para obtener una velocidad constante bajo diferentes condiciones de carga es el objetivo del controlador.

Esta corriente de referencia es calculada de acuerdo al error de velocidad, el cual se entiende como la diferencia entre la velocidad actual y la velocidad deseada (velocidad de referencia). Para esto se implementó un control del tipo PI (Proporcional integral) [17]. Las constantes del control de velocidad fueron obtenidas experimentalmente de acuerdo al perfil de carga y a los límites de velocidad.

La Fig. 2.11 muestra el diagrama de bloques del motor de reluctancia, conectado a una carga, con lazos de realimentación de corriente y velocidad.

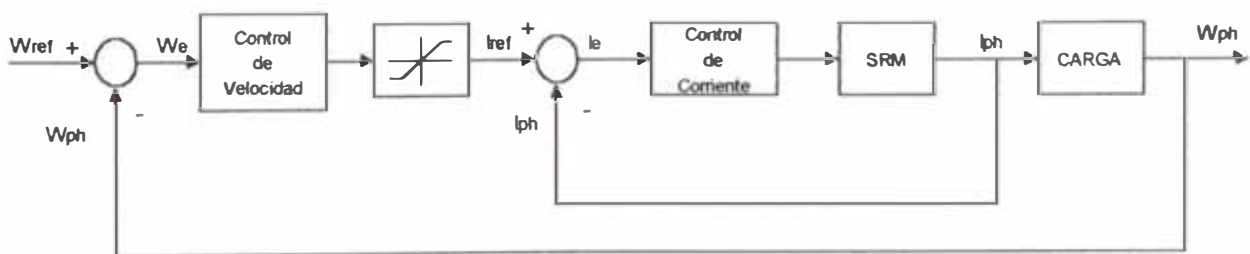


Fig. 2.11 Diagrama de bloques del motor de reluctancia

2.2.2.2. Cálculo del ángulo de conmutación

En el motor de reluctancia, los ángulos de encendido θ_{on} y apagado θ_{off} son funciones complejas de varios parámetros los cuales son variables para una operación óptima. Siendo necesario una sintonización fina para mantener un desempeño óptimo en diferentes condiciones de carga y velocidad del motor [18]. El control del ángulo de disparo es dependiente de la posición del rotor, debiendo ser precisa, esta técnica de control varía continuamente el ángulo de disparo manteniendo fijo el ángulo de conducción (dwell angle).

El ángulo de encendido θ_{on} es calculado de tal forma que la corriente de excitación alcance el máximo valor definido al inicio del traslape del rotor y el estator. La corriente de fase es elevada en su correspondiente arrollamiento a partir del valor mínimo de inductancia, en la posición de desalineamiento, y en un tiempo adecuado para incrementar el valor de la corriente antes que el torque sea producido.

El ángulo de conducción permanece estable a través del recorrido de la aplicación para garantizar que la corriente de fase sea disminuida antes de alcanzar la zona de frenado, el cálculo desprecia la resistencia del arrollamiento de fase del estator, lo cual simplifica la ecuación. La resistencia despreciada puede ser tomada en cuenta en el caso de valores grandes de resistencia R , que es el caso de las maquinas pequeñas.

La Fig. 2.12 muestra el algoritmo propuesto para el cálculo del ángulo de avance.

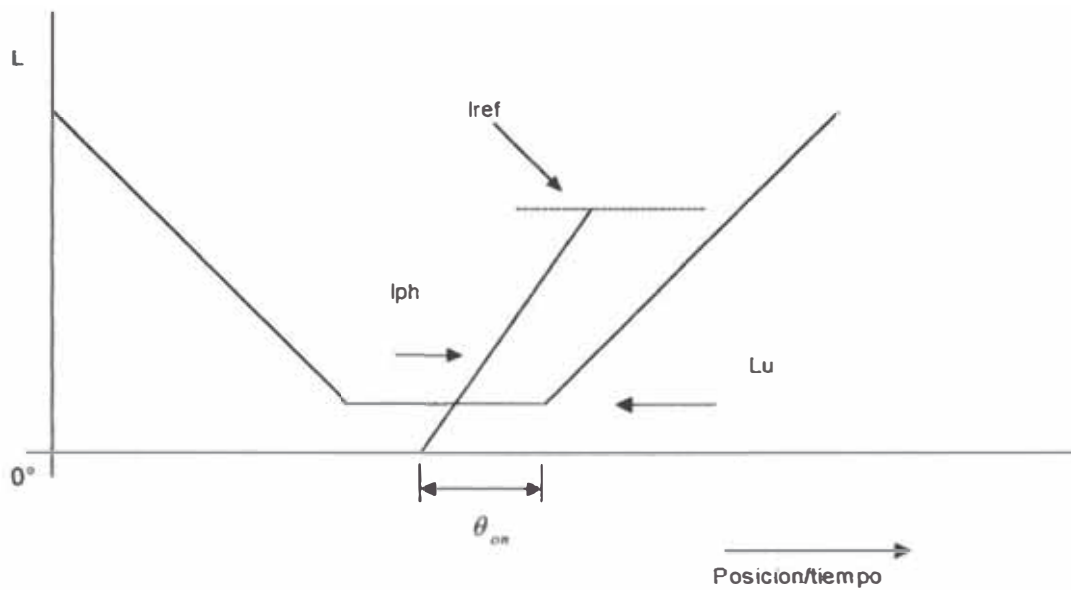


Fig. 2.12 Calculo del ángulo de conmutación

La inductancia de fase en la posición de desalineamiento es considerada como constante cerca del instante de encendido. Si se desprecia la caída de tensión a través de las resistencias se obtiene la siguiente expresión [18], [19].

$$\theta_{adv} = Lu \frac{i_d}{V_{ph}} \omega_a \quad (2.36)$$

donde:

θ_{adv} : Angulo de avance

i_d : Corriente deseada a ser alcanzada

Lu : Inductancia en la posición de desalineamiento.

V_{ph} : Tensión de fase aplicada

ω_a : Velocidad actual del rotor.

2.2.2.3. Estrategias de Conmutación

En general, la estrategia de conmutación determina el desempeño del motor de reluctancia. En este caso el método usa la posición del rotor para conmutar las llaves de potencia del controlador.

Los parámetros controlados son la tensión de fase aplicada y el ángulo de encendido θ_{on} . El ángulo de conducción (dwell angle) es determinado previamente al arranque del motor. El número de conmutaciones por revolución mecánica es proporcional al número de polos del rotor y al número de fases del estator, el cual es calculado de la siguiente forma:

$$NumComm = Nr * m \tag{2.37}$$

NumCom : Número de conmutaciones por revolución mecánica

Nr : Número de polos del rotor

M : Numero de fases del estator

Un motor de reluctancia es usualmente descrito en términos de velocidad alta y baja. La región de operación a velocidad baja es descrita gráficamente en la Fig.2.13. En esta área de operación, la corriente de fase puede ser controlada arbitrariamente a cualquier valor deseado. El incremento de la velocidad del rotor dificulta el control de esta corriente de fase, existiendo una influencia del efecto de la fuerza contraelectromotriz combinada con una reducción del tiempo para llevar a cabo la conmutación.

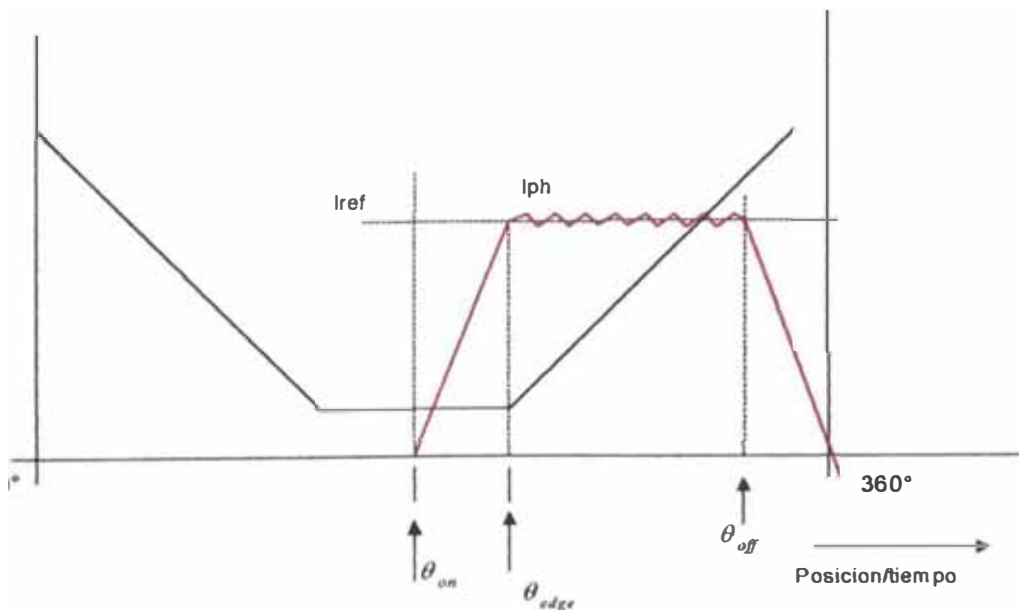


Fig. 2.13 Estrategia de conmutación

La conmutación puede ser llevada a cabo de diferentes maneras, en el presente trabajo se utiliza la información de la posición del rotor, la cual asegura el apagado de la fase previa, y consecuentemente la siguiente fase es encendida dependiendo de la dirección de giro del rotor.

El ángulo apropiado de encendido θ_{on} es calculado a través de un adecuado ángulo de avance. El algoritmo de conmutación determina el ángulo de avance necesario, para encender la fase correctamente. En el instante en que se enciende la fase, la tensión es aplicada, y si la corriente de fase actual excede el valor de corriente deseado el control lo mantendrá en el valor requerido, esto se logrará pulsando la tensión.

2.2.2.4. Control de Corriente

Básicamente, existen tres diferentes modos de operación [18], llamados control de voltaje, control de corriente, y control a pulso simple. El método de control de corriente es normalmente utilizado para controlar eficientemente el torque, mientras que el pulso simple es usado en la operación a alta velocidad. La mayor dificultad cuando se diseña el controlador de corriente del motor de reluctancia es que la fuerza contraelectromotriz del bobinado y la constante de tiempo eléctrico, que varían significativamente dentro de un ciclo eléctrico, con la velocidad y el nivel de corriente.

La Fig. 2.13 muestra que el controlador de corriente es encendido cuando la corriente de fase deseada (corriente de referencia) en el estator es alcanzada. En este punto, el incremento de la inductancia es considerada como un valor constante, y la corriente de fase es mantenida en un valor deseado.

Reguladores de corriente

- **Regulador de corriente de histéresis (HCR).**- Este controla la corriente en una banda donde el valor de la corriente promedio para el periodo de

conmutación es el valor de referencia. La corriente de fase I_{ph} es restada de la corriente de referencia I_{ref} para calcular el error I_e . Cuando I_{ph} excede el límite positivo, se aplica una tensión negativa, y cuando I_{ph} es menor que el límite inferior se aplica una tensión positiva.

La ventaja de este regulador es su facilidad para ser implementado y no requiere ningún parámetro de la máquina. Sin embargo, la frecuencia de conmutación varía como una función del incremento de la inductancia de fase, el cual puede causar que este varíe significativamente a través de un ciclo eléctrico.

La banda de histéresis, el mínimo incremento de la inductancia de fase, y el voltaje aplicado a la fase limita la máxima frecuencia de conmutación. La figura 2.14 muestra el diagrama de bloques del regulador de corriente de histéresis [20].

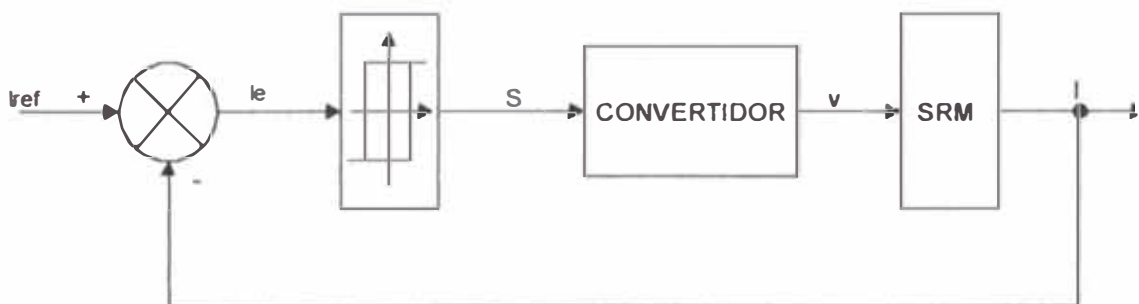


Fig. 2.14 Diagrama de bloques del regulador de corriente de histéresis

- **Regulador de corriente por modulación de ancho de pulso (PWMCR).** – Este regula la corriente a través de un controlador proporcional integral (PI). I_e es procesado por el controlador PI, el cual genera el ciclo útil D . D es entonces transformado en señales de conmutación por el bloque PWM.

La implementación de PWMCR requiere de un controlador proporcional integral y un modulador PWM. Tiene como ventaja que la frecuencia de conmutación es estable. El límite superior de la frecuencia de conmutación es fijado por la frecuencia máxima permitida por los dispositivos de potencia.

La mayor desventaja de PWMCR es que el controlador PI tiene que ser sintonizado para un punto de operación dado y su desempeño variara dinámicamente a través de un ciclo eléctrico. El diagrama de bloques para PWMCR es mostrado en la figura 2.15.

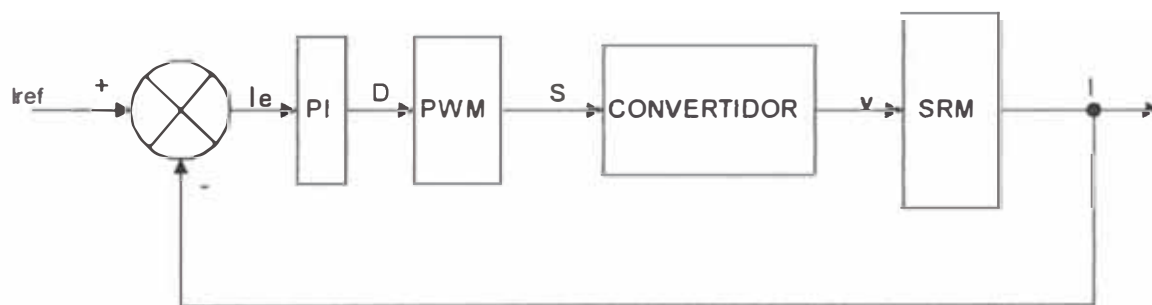


Fig. 2.15 Regulador de corriente por modulación de ancho de pulso

2.2.3. DUALIDAD ENTRE EL GENERADOR Y EL MOTOR DE RELUCTANCIA

Es posible afirmar que la máquina de reluctancia operando como generador es el dual de la máquina actuando como motor [21], en efecto las formas de onda de la corriente de fase de la maquina durante la generación son las formas de onda vistas en un espejo (alrededor de la posición de alineamiento), de la corriente de fase durante la operación como motor, como se ve en la Fig. 2.16.

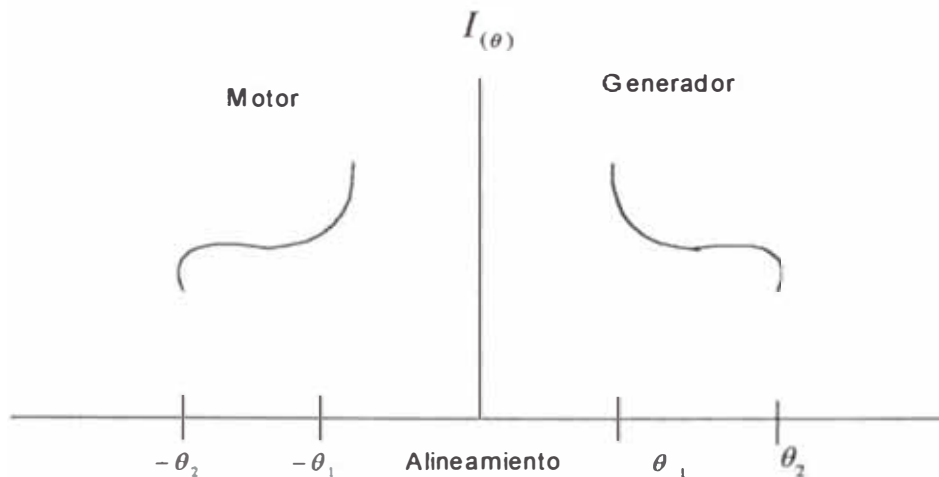


Fig. 2.16 La corriente de fase durante la operación como generador es la corriente de fase durante la operación como motor vista al espejo alrededor de la posición de alineamiento

Esta afirmación puede ser probada en máquinas que tienen una eficiencia razonable y cuya resistencia de los arrollamientos es igual a cero, pero cuando las pérdidas son incluidas el reflejar la corriente de fase del motor y del generador no resulta tan exacto.

En lo que respecta a los ángulos de la posición del rotor definidos en la Fig. 2.16, son menores que cero y ellos ocurren antes de la posición de alineamiento del rotor y mayores que cero si ellos ocurren después de la posición de alineamiento del rotor. Asumiendo que la máquina gira siempre en el mismo sentido tanto en la operación como generador como en la operación como motor.

La Fig. 2.17 muestra los estados en que se puede encontrar una de las fases del convertidor de la máquina de reluctancia.

En el primer estado, las dos llaves de potencia están encendidas y el voltaje de fase es positivo, y la corriente de fase tiende a incrementar. En el segundo estado, una de las llaves de potencia permanece encendida mientras la otra es apagada. La corriente circula a través de la llave de potencia y de un diodo (de marcha libre) haciendo que el voltaje de fase sea cero. La corriente de fase puede aumentar o disminuir. En el tercer estado ambas llaves de potencia son

apagadas, encendiendo ambos diodos. Esto invierte el voltaje de fase haciendo que la corriente de fase disminuya.

En la operación como motor, primero ambas llaves de potencia son encendidas (estado 1) hasta que el valor de la corriente de referencia sea alcanzado. En este punto una de las llaves de potencia es apagada, de modo que la corriente circula por la otra llave de potencia y por uno de los diodos (estado 2). Esto pone en corto circuito la fase y la fuerza contraelectromotriz del motor hace que la corriente disminuya. Cuando la corriente disminuye y llega al límite inferior de la banda de histéresis, la llave de potencia que se encontraba apagada se enciende causando que la corriente se incremente. Una vez que la corriente de referencia es alcanzada nuevamente, la llave de potencia es apagada otra vez causando que la fase sea puesta en corto circuito. Este proceso se repite hasta que el periodo de conducción de la fase es alcanzado y ambas llaves de potencia sean apagadas (estado3). Ahora ambos diodos conducen, y la tensión toma un valor negativo forzando a que la corriente de fase llegue a un valor igual a cero lo más rápido posible.

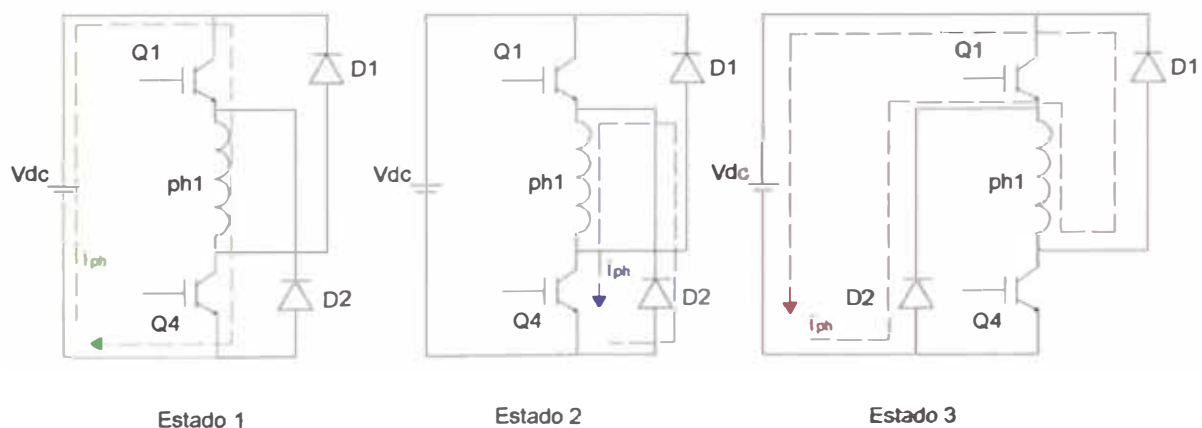


Fig. 2.17. Estados de una fase del convertidor de la máquina de reluctancia

En el caso de la operación como generador, el estado 1 se presenta primero (ambas llaves de potencia encendidas). Cuando la corriente alcanza el valor de referencia ambas llaves son apagadas (estado3) forzando a que la corriente disminuya.

Al disminuir la corriente y esta llega al valor inferior de la banda de histéresis una de las llaves es encendida nuevamente cerrando la fase y haciendo que el convertidor entre al estado 2. En el caso de la operación como generador, la corriente en la fase se incrementa cuando esta es cerrada en lugar de disminuir como es el caso de la operación como motor. Esto se debe a que el signo de la fuerza contraelectromotriz del motor es opuesto al signo de la fuerza contraelectromotriz del generador.

Este proceso se repite hasta que el periodo de conducción de la fase es alcanzado y ambas llaves de potencia son apagadas (estado 3) forzando a que la corriente de fase tome un valor igual a cero.

Después que las llaves de potencia son apagadas, una energía mayor a la que fue proveída para la excitación es realimentada a la fuente. Existen qNr ciclos de conversión de energía en cada revolución del rotor; siendo q el número de fases.

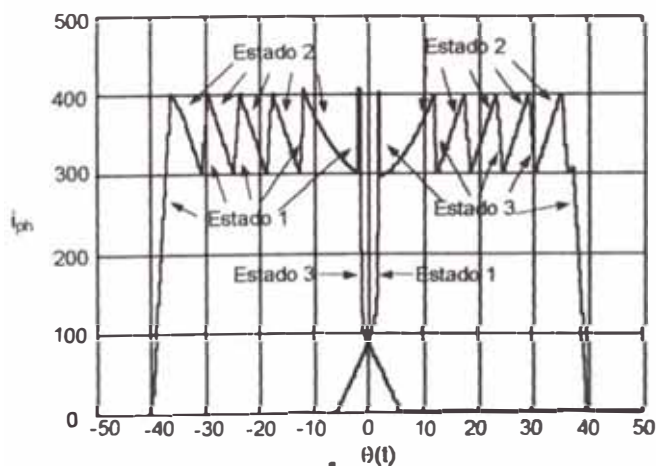


Fig. 2.18. Fase de la maquina de reluctancia para la operación a baja velocidad como motor y generador con los estados del convertidor

Durante la operación como generador, la excitación empieza generalmente cerca de la posición de alineamiento, a una velocidad de funcionamiento relativamente baja. Esta excitación avanza con el incremento de la velocidad, lo cual es análogo al avance en la excitación cuando opera como motor.

El generador de reluctancia es un sistema de primer orden [21] y de esa manera es típicamente controlado usando un controlador proporcional integral (PI). La salida de este controlador es una corriente de referencia cuyo valor es idealmente igual a la corriente promedio producida por el generador de reluctancia.

Tabla 2.1. Dualidad entre la operación como motor y generador de la maquina de reluctancia

Motor	Generador
Ambas llaves de potencia se encienden – La corriente se incrementa	Ambas llaves de potencia se apagan – La corriente disminuye
Se enciende una de las llaves de potencia, la otra es apagada – La corriente disminuye	Una de las llaves de potencia se enciende, la otra es apagada – La corriente se incrementa
Ambas llaves se apagan – La corriente disminuye	Ambas llaves de potencia se encienden – La corriente se incrementa
La corriente empieza antes del traslape de los polos, antes del alineamiento	La corriente empieza después del traslape de los polos, después del alineamiento
La corriente termina después del alineamiento	La corriente termina antes del alineamiento.

2.3. LA FUENTE DE PODER

La naturaleza de los vehículos eléctricos es gobernada por las características de la batería mas que de cualquier otro factor. Debido a que la energía específica y la potencia específica de las baterías electroquímicas son generalmente menores que los de la gasolina, un gran número de baterías son requeridas para asegurar el nivel deseado de potencia. Montar un vehículo con un gran número de baterías sufre de algunos defectos: la reducción del espacio interior y de equipaje, el incremento en el peso del vehículo y el costo, y la degradación del desempeño del vehículo.

Sin embargo el peso de las baterías puede ser parcialmente compensado por la reducción en el peso de otras áreas del vehículo.

El espacio requerido por las baterías es parcialmente compensado por la eliminación de componentes no necesarios como el sistema de escape y el tanque de gasolina. Pero algunos arreglos deben ser hechos porque las baterías son rectilíneas por eso no pueden ser acomodadas en rincones o grietas. Ellas necesitan ser ventiladas y en algunos casos calentadas y deben ser accesibles para mantenimiento [22].

Este requerimiento puede ser logrado de tal manera que se balancee la necesidad del comprador por mayor espacio y la necesidad de minimizar el área frontal total y la resistencia aerodinámica.

La energía limitada contenida en las baterías restringe el rango de conducción entre cargas. El rango puede ser extendido incrementando la eficiencia del vehículo o incrementando la capacidad de la batería o ambos.

Sin embargo, intentar igualar el rango de un vehículo convencional o crear un vehículo eléctrico que sea indistinguible frente a un vehículo convencional es un camino erróneo en el diseño.

Ningún vehículo eléctrico sin importar cual sea su rango de conducción igualará a un vehículo convencional en distancias largas de conducción. Si una batería puede impulsar un vehículo eléctrico por 500 km, el mismo rango de un vehículo a gasolina, todavía requerirá de varias horas para recargarse comparado con los 5 ó 10 minutos de un vehículo a gasolina.

Maximizar simplemente el rango de conducción no es la formula más apropiada en usos locales, el rango por día puede ser más importante que el rango por

carga. La habilidad para cargar un vehículo eléctrico rápida y convenientemente puede ser de mayor utilidad que el rango por carga simplemente.

Es por esta razón que los vehículos eléctricos han de diseñarse para optimizar su rendimiento y el frenado regenerativo. Con los avances de la Electrónica de Potencia y de la Automática la operación con elevado rendimiento en diferentes condiciones de carga puede conseguirse fácilmente de forma electrónica mejor que de la forma mecánica tradicional por lo tanto puede recurrirse a una relación de transmisión fija entre el motor de propulsión y las ruedas.

Así el desarrollo de tecnologías de baterías ha sido acelerado, en el cual un conjunto de criterios incluyendo la energía específica, potencia específica eficiencia de energía, régimen de carga, ciclo de vida, costo, seguridad y reciclaje deben ser considerados.

2.3.1. TECNOLOGIA DE BATERIAS

Para proporcionar una rápida aceleración y viajes de larga distancia, las baterías de VE han de tener una gran potencia específica y una gran energía específica entendida esta como la cantidad de watts-hora de electricidad que la batería ofrece por kilogramo de masa para una tasa de descarga específica. Se entiende como potencia específica es el número máximo de watts (por batería) que puede transmitir en un estado específico de carga.

Las baterías deben ser de bajo costo, fáciles de mantener, seguras bajo condiciones de funcionamiento y tolerantes a los abusos a que los vehículos están expuestos dentro de un funcionamiento diario normal.

La batería de plomo ácido continua siendo la de mayor disponibilidad en el mercado para VE. La investigación para mejorar estas baterías se centra en incrementar la energía específica , la potencia específica y el ciclo de vida, y en decrementar las exigencias de mantenimiento, volumen peso y precio. En los últimos años se han hecho grandes progresos y a las baterías tradicionales de

plomo ácido y de níquel / cadmio se han unido baterías de mejores prestaciones como las de níquel / hidruros metálicos y las de litio / hierro.

Como se dijo anteriormente, el mayor problema para el desarrollo de los vehículos eléctricos es su baja autonomía, siendo las baterías la principal causa de este problema. La autonomía de las baterías actuales de plomo no es comparable con la de un tanque de gasolina: Llenar un tanque de combustible tarda solo unos pocos minutos, mientras que la recarga eléctrica puede tardar horas.

Tabla 2.2. Tipos de baterías

BATERIAS PARA VEHÍCULOS ELECTRICOS			
TIPO DE BATERIA	ENERGÍA ESPECIFICA W-h/kg	POT. ESPECIFICA W/kg	EFICIENCIA En %
Actuales Plomo ácido	33	130	65
Horizon Plomo ácido	42	240	?
Níquel / Cadmio	57	200	65
Níquel/ Acero	55	100	60
Níquel / metal hidrido	70	250	90
Litio / acero	100	300	?

(Fuente: Electric Vehicle Community Market Launch Manual: A Guide to Prepare Your Community for Electric Vehicles, Diciembre de 1995)

El ciclo de vida (número de veces que la batería puede ser recargada), es también importante. Otro factor importante es su estado de carga (nivel de energía) antes de la recarga, ya que ésta afecta la vida de la batería, por ejemplo las baterías de plomo ácido pueden recibir cargas superficiales (parciales) alargando su vida.

Las baterías generalmente se corroen con cada recarga, finalmente será el costo de estas el parámetro que definirá su aceptación en el mercado.

En resumen las baterías para vehículos eléctricos deberán tener las siguientes características [23]:

- Alta potencia específica
- Prolongado ciclo de vida
- Bajo costo
- Seguridad
- Mantenimiento simple
- Habilidad para proporcionar una correcta estimación de la energía remanente
- Baja auto descarga
- Habilidad para ser recargada rápidamente

2.3.2. MODELAMIENTO DE LA BATERIA

Para predecir el desempeño de las baterías, existen varios modelos matemáticos diferentes. Ninguno de los cuales son completamente precisos, y tampoco incluyen todos los factores necesarios que afectan su desenvolvimiento entre los cuales se pueden incluir:

- Estado de descarga
- Capacidad de almacenamiento de la batería
- Relación carga descarga
- Temperatura
- Tiempo de vida

2.3.2.1. Modelo electroquímico de la batería

Este modelo está basado solamente en la electroquímica, el modelo ignora los efectos termodinámicos y cuánticos. Consecuentemente, mientras que estos modelos son capaces de predecir el almacenamiento de la energía son incapaces de modelar fenómenos como el tiempo de cambio del voltaje bajo condiciones de carga. Tampoco incluyen los efectos de temperatura ni tiempo de vida.

2.3.2.2. Modelo de descarga fraccional de la batería

El modelo de descarga de la batería esta basado en la ecuación de Peukert dada por [11]

$$dod(t) = \left[\int_{t_0}^t \frac{i^n}{C} dt \right] * 100\% \quad (2.38)$$

Donde dod = profundidad de descarga y n y c son las constante de la batería las cuales pueden ser extraídas de las curvas corriente versus tiempo de descarga de la batería con $dod(t_0) = 0$ cuando la batería esta totalmente cargada en $t = t_0$.

El modelo de descarga fraccional de la batería mide el estado incremental de carga en términos de la energía.

$$\Delta_{soc} = (Pdi / Edi) * (dt / 36000) \quad (2.39)$$

$$Edi = Pdi * Tdi \quad (2.40)$$

$$\Delta_{soc} = (dt / Tdi) / 36000 \quad (2.41)$$

donde:

Δ_{soc} : Estado de descarga incremental de la batería

Pdi : Densidad de potencia de descarga incremental de la batería.

Edi : Densidad de energía de la batería a la densidad de potencia Pdi .

Tdi : Tiempo que el conjunto de baterías puede descargarse a la densidad de potencia Pdi (en horas).

En la Fig. 2.19 se muestra un perfil típico de descarga de la batería para las diferentes secuencias cinemáticas de un ciclo de conducción, los cuales se detallarán en el siguiente capítulo.

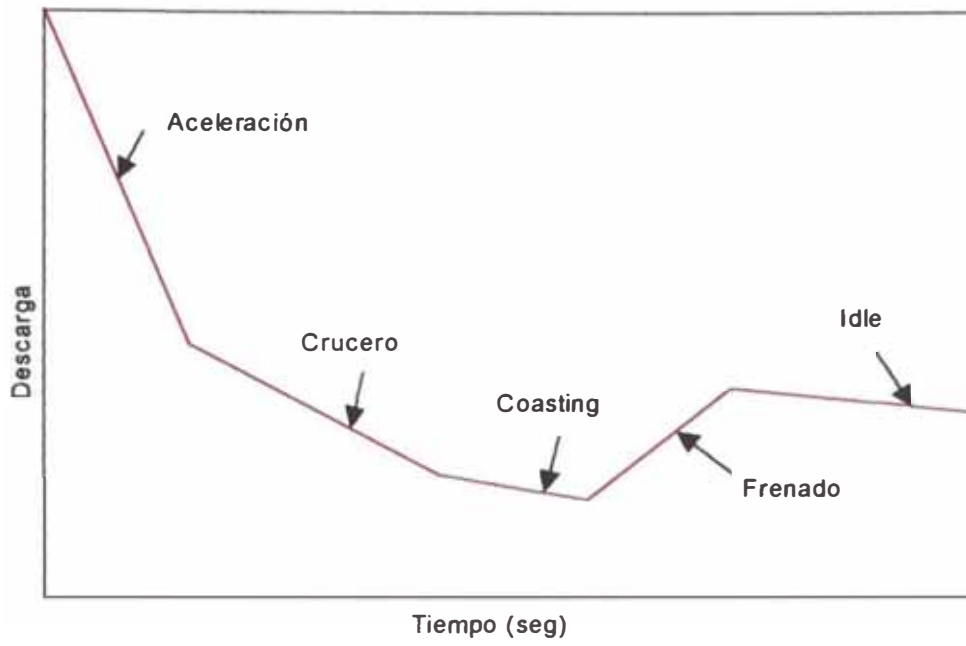


Fig 2.19. Perfil de descarga típico de la batería

CAPITULO III

CONSIDERACIONES PARA LA SELECCIÓN DEL MOTOR

En este capítulo se presenta una metodología para la selección y diseño del sistema de propulsión basado en la dinámica del vehículo. Esta metodología apunta a encontrar un adecuado perfil torque velocidad para el motor.

3.1. RESTRICCIONES DEL SISTEMA

La operación del vehículo consiste de tres segmentos principales [3]. Estos son:

- La aceleración inicial
- Velocidad de crucero nominal
- Velocidad máxima de crucero

Estos tres segmentos proveen las restricciones básicas de diseño para los vehículos eléctricos. Un sistema de transmisión capaz de reunir estas restricciones funcionará adecuadamente en otros regímenes operacionales.

El perfeccionamiento de estas restricciones básicas son necesarias para un actual producto comercial, siendo el objetivo aquí el reunir estas restricciones básicas con mínima potencia. Las variables que definen las restricciones mencionadas son:

1. Velocidad nominal del vehículo, V_{rv}
2. Tiempo especificado para conseguir esta velocidad t_f
3. Velocidad máxima del vehículo V_{max}
4. Masa del vehículo y otras dimensiones físicas

3.2. CARACTERÍSTICAS DE CARGA

La carga de camino (F_w) consiste de la resistencia al rodamiento (f_{ro}), resistencia de fricción aerodinámica (f_l), y la resistencia de escalamiento (f_{st})

$$F_w = f_{ro} + f_l + f_{st} \quad (3.1)$$

La resistencia al rodamiento (f_{ro}) es causada por la deformación de las llantas en el camino.

$$f_{ro} = f * m * g \quad (3.2)$$

Donde f : es el coeficiente de resistencia al rodamiento de las llantas, este se incrementa con la velocidad del vehículo y también durante las maniobras. La masa del vehículo se representa por m , y g es la constante de aceleración gravitacional.

La resistencia de fricción aerodinámica (f_l), es la resistencia viscosa del aire actuando sobre el vehículo.

$$f_l = 0.5 \xi C_w A (V + V_o)^2 \quad (3.3)$$

Donde ξ es la densidad del aire, C_w es el coeficiente de la fuerza de resistencia aerodinámica. A , es el área frontal del vehículo, V es la velocidad del vehículo, y V_o es la velocidad del viento.

La resistencia de escalamiento (f_{st} con signo positivo de operación) y la fuerza de (pendiente descendente) (f_{st} con signo negativo de operación) esta dada por

$$f_{st} = m * g * \sin \alpha \quad (3.4)$$

Donde α es el ángulo de la pendiente

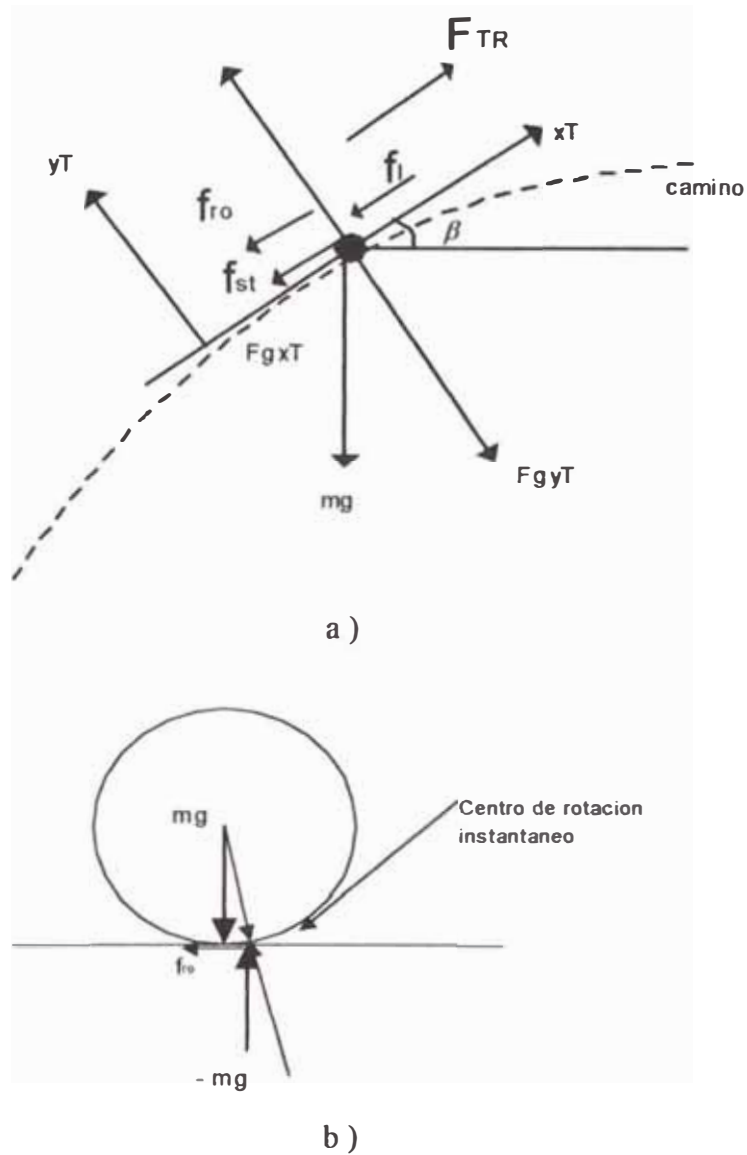


Fig. 3.1. a) Fuerzas que actúan en el vehículo b) Fuerzas de resistencia al rodamiento que actúan en las llantas

Una característica de carga de camino típica como una función de la velocidad del vehículo es mostrada en la figura 3.2, para esta figura se hacen las siguientes suposiciones:

1. Velocidad independiente de la resistencia al rodamiento
2. Velocidad cero del viento
3. Nivel del terreno ($\alpha = 0$)

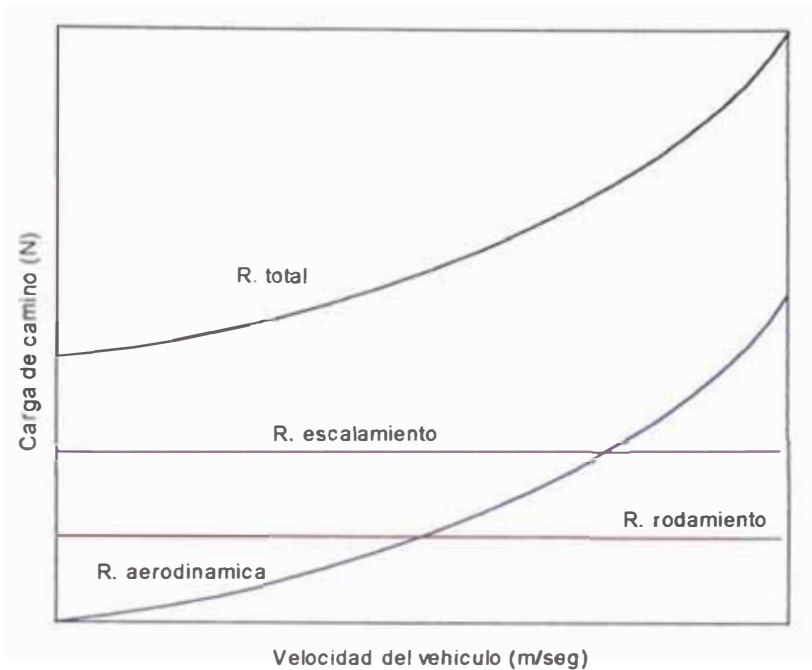


Fig. 3.2 Características de carga de camino típico como función de la velocidad del vehículo

La fuerza motriz F aprovechable para el sistema de propulsión es parcialmente consumida en vencer la carga de camino F_w , entonces la fuerza neta $F - F_w$, acelera el vehículo (o desacelera cuando F_w excede a F), la cual está dada por

$$a = (F - F_w) / (km \cdot m) \quad (3.5)$$

Donde a , es la aceleración, km es el coeficiente de inercia rotacional para compensar el aparente incremento en la masa del vehículo.

3.3. DIMENSIONAMIENTO DEL MOTOR

Para la aplicación a un sistema vehicular eléctrico particular las especificaciones principales son [9], la masa del vehículo (m_{ev}), velocidades máxima y nominales (V_{max} y V_{rv}), tiempos de aceleración y desaceleración (t_a y t_d), máxima pendiente (α), coeficiente de rodamiento (f), el área frontal del vehículo (A), coeficiente de fricción aerodinámica (C_w), velocidad del viento (V_o), radio de las llantas (r_{wh}), relación de transmisión (GR).

Tabla 3.1 Especificaciones de un vehículo eléctrico

ESPECIFICACIONES DEL VEHÍCULO ELECTRICO	
Peso del vehículo	1000 kg
Coeficiente de rodamiento (f)	0.009
Coeficiente de resistencia aerodinámica (Cw)	0.2
Area frontal del vehículo (A)	2 m ²
Velocidad del viento (v _o)	0
Peso considerado para el cálculo	1172 kg
Tiempo de aceleración (t _a)	0-26.8 en 10 s
Máxima velocidad V _{ev,max}	44.7 m/s
Gradiente (α)	1.2°

El motor eléctrico de un vehículo deberá vencer la carga de camino, el cual esta establecido por la masa del vehículo, la pendiente del camino, la resistencia de rodamiento, coeficiente de fricción aerodinámica, la velocidad y aceleración.

El perfil torque velocidad de un motor eléctrico tiene tres regiones de operación; torque constante, potencia constante, región de características naturales.

El motor eléctrico en su modo de operación normal puede proveer torque constante nominal hasta su velocidad base o nominal. A esta velocidad, el motor alcanza su potencia nominal limite, la operación a velocidades superiores a la velocidad base, hasta la velocidad máxima, está limitada por la región de potencia constante. El rango de operación a potencia constante depende primariamente del tipo de motor y de la estrategia de control.

Sin embargo, algunos motores se alejan de la operación a potencia constante, a cierta velocidad, y entran en el modo natural de operación antes de alcanzar la velocidad máxima.

El máximo torque disponible en el modo natural de operación decrece inversamente con el cuadrado de la velocidad, la inclusión de este modo natural para algunos motores puede resultar en una reducción del requerimiento de la potencia total.

Ciertamente el control del motor podrá permitir operar a este en un punto en el plano torque velocidad, debajo de los límites descritos, sin embargo, este perfil es importante en la selección y diseño del motor.

Para lograr la transmisión de la velocidad del eje del motor al vehículo, es necesario un engranaje entre el motor y el eje de transmisión del vehículo. Para esto se hacen las siguientes suposiciones.

- Un único engranaje de transmisión, la electrónica de potencia permitirá acoplar instantáneamente el torque requerido por el vehículo con el torque disponible del motor, a cualquier velocidad, por lo tanto el uso de múltiples engranajes no será necesario.
- Se despreciaran las pérdidas en el engranaje.

La relación de transmisión (GR) y el tamaño del engranaje dependerán de la máxima velocidad del motor (W_m), la máxima velocidad del vehículo (V_{xt}) y el radio de las llantas (r_{wh}), la relación está dada por [11], [24].

$$W_m = GR \frac{V_{xt}}{r_{wh}} \quad (3.6)$$

Una velocidad alta del motor, relativo a la velocidad del vehículo significa una gran relación de transmisión y gran tamaño del engranaje, el diagrama torque velocidad del motor se muestra en la Fig. 3.3.

Una metodología para el diseño y selección basada en las tres regiones de operación es la siguiente [8].

3.3.1. ACELERACIÓN INICIAL.

El perfil torque velocidad es mostrada en la figura 3.3, en esta figura, V_{rm} es la velocidad nominal del motor de reluctancia, y V_{max} es la velocidad máxima del vehículo. El rango de operación para aceleración inicial es de $0 - V_{rv}$. Para una aceleración máxima, el motor opera en la región de fuerza (torque) constante $F_{v_{rated}} = P_m / V_{rm}$, hasta la velocidad nominal del motor, V_{rm} , y a potencia constante, $F_v = P_m / V$, hasta velocidades superiores a la velocidad nominal del vehículo, V_{rv} .

Donde P_m es la potencia nominal del motor, asumiremos que $V_{rv} > V_{rm}$.

A diferencia del motor de inducción, no se conoce un método de control que pueda aislar la componente de torque de la corriente a partir de la componente de campo de la corriente. Así el debilitamiento de campo no es posible en el motor de reluctancia [25].

En este tipo de motor la operación a potencia constante es posible por el avance de fase del ángulo de conducción de la corriente del estator hasta que ocurra el traslape entre las fases sucesivas. Debido a la alta fuerza contraelectromotriz, la cual no puede debilitarse, el control de corriente PWM no es posible en el rango de operación de velocidad extendida [25].

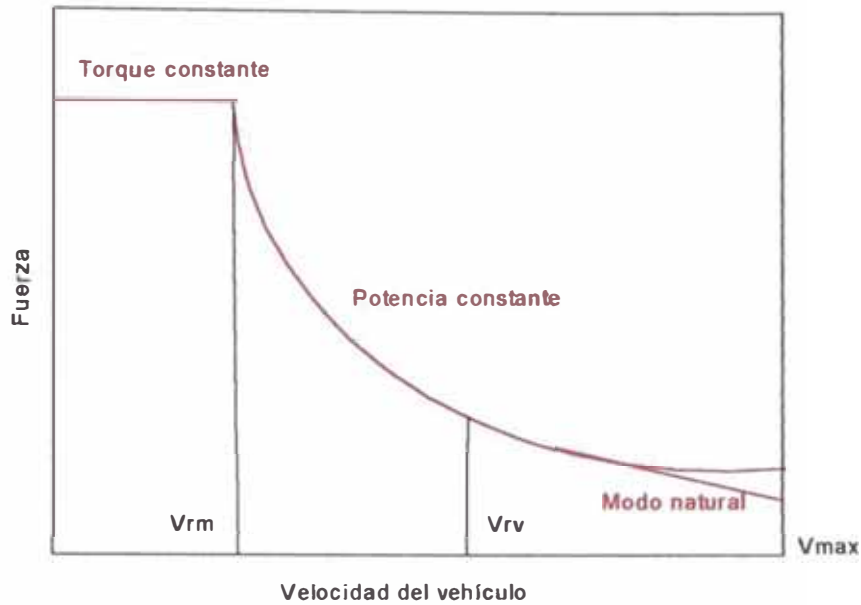


Fig. 3.3 Perfil torque velocidad del motor eléctrico en términos de la fuerza de tracción y la velocidad del vehículo, regiones de operación del motor

La ec. (3.5) escrita como ec. diferencial describe el desempeño del sistema

$$a = \frac{dv}{dt} = \frac{F - F_w}{km * m} \quad (3.7)$$

F es la fuerza motriz disponible del sistema de propulsión, y F_w es la fuerza de resistencia del camino, carga de camino, las condiciones que se tienen son

En $t = 0$, la velocidad del vehículo $V = 0$

En $t = t_f$, la velocidad del vehículo $V = V_{rv}$

Resolviendo al ecuación diferencial bajo las suposiciones de simplificación:

- El vehículo esta nivelado con el camino
- La resistencia al rodamiento es cero
- La resistencia aerodinámica es cero

Con estas suposiciones la ecuación diferencial se reduce a:

$$a = \frac{dv}{dt} = \frac{F}{m} \quad (\text{asumiendo } km = 0) \quad (3.8)$$

Esta ecuación diferencial se resuelve con las condiciones anteriores y tomando en cuenta el perfil fuerza velocidad de la Fig. 3.3, luego es integrada dentro del intervalo de aceleración inicial de 0 a V_{rv} entre 0 y t_f seg, para obtener la solución de la potencia nominal P_m [26].

$$m \int_0^{V_{rv}} \frac{dv}{F} = \int_0^{t_f} dt \quad (3.9)$$

El lado izquierdo de la integral es dividido en dos intervalos: De 0 – V_{rm} , operación a fuerza constante y de V_{rm} – V_{rv} operación a potencia constante

$$m \int_0^{V_{rm}} \frac{dv}{\frac{P_m}{V_{rm}}} + m \int_{V_{rm}}^{V_{rv}} \frac{dv}{\frac{P_m}{V}} = t_f \quad (3.10)$$

Resolviendo se obtiene

$$P_m = \frac{m}{2 * t_f} (V_{rm}^2 + V_{rv}^2) \quad (3.11)$$

Este establece un limite teórico para una potencia mínima del motor. Para $V_{rm} = 0$, el motor opera enteramente en la región de potencia constante. Por este motivo, si el motor funcionase entre 0 y V_{rv} en t_f seg, únicamente a potencia constante, el requerimiento de potencia sería mínimo. De otro lado si el motor operase en la región de torque constante durante todo el periodo de 0 – t_f , se tendría que $V_{rm} = V_{rv}$. En este caso (3.11) muestra que el requerimiento de potencia sería dos veces que el de operación a potencia constante. Por supuesto una operación enteramente a potencia constante no es realizable en la práctica.

3.3.1.1. EFECTO DEL DESLIZAMIENTO DE LAS LLANTAS.

La ec. (3.10) puede ser reescrita de la siguiente manera:

$$F_{\max} \cdot V_{rm} = \frac{m}{2 \cdot t_f} (V_{rm}^2 + V_{rv}^2) \quad (3.12)$$

Aquí, m es la masa del vehículo en kg, “ F_{\max} ” es La fuerza máxima que una llanta puede manipular sin descascararse o deslizarse la cual limita el torque de conducción proporcionado por la unidad de propulsión. La Fig. 3.4 muestra las fuerzas que actúan en el movimiento de un vehículo [26].

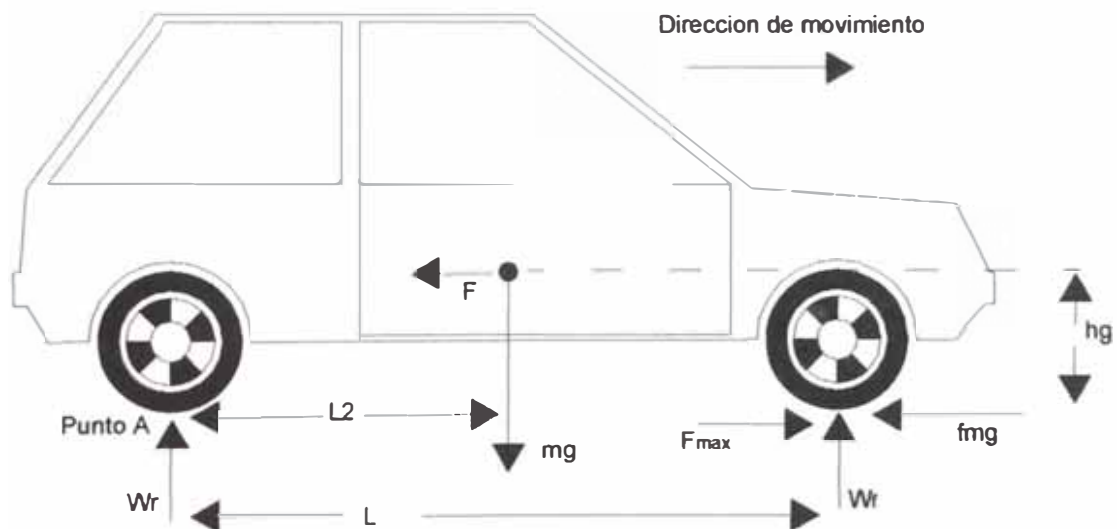


Fig. 3.4 Fuerzas aplicadas a un carro típico

La fuerza de tracción aplicada, resistencia al rodamiento, pesos frontal y posterior son denotados como F_{\max} , m_{gf} , W_f y W_r respectivamente en Newton. Las fuerzas usadas para la aceleración y para vencer la resistencia aerodinámica son sumadas y denotadas por F y asumidas que actúan en el centro de gravedad del vehículo, en este caso se considera una tracción delantera.

Igualando las fuerzas horizontales y tomando el momento alrededor del punto A, se obtiene las ecuaciones (3.13) y (3.14) respectivamente.

$$F_x = mgf + F \quad (3.13)$$

$$W_f L + F h_g = mgL_2 \quad (3.14)$$

El coeficiente de deslizamiento de la llantas μ está dado por:

$$\mu = \frac{F_x}{W_f} \quad (3.15)$$

Despejando W_f y F y resolviendo para F_x , se obtiene.

$$F_{\max} = \frac{\mu * m * g(L_2 + f * h_g) / L}{1 + \mu * h_g / L} \quad (3.16)$$

y el torque esta dado por

$$T_e = \frac{F_{\max} rwh}{GR} \quad (3.17)$$

donde rwh es el radio de las llantas y GR es la relación de transformación.

En las ecs. anteriores, (3.12) se define la potencia de aceleración, (3.16) impone un limite en la fuerza de tracción máxima debido al deslizamiento de las llantas.

Luego resolviendo (3.12) y (3.16) se obtiene

$$V_{rm}^2 - \frac{2 * t_f * \mu * g(L_2 + f * h_g)}{L + \mu * h_g} V_{rm} + V_{rv}^2 = 0 \quad (3.18)$$

La forma cuadrática de la ec. sugiere dos soluciones para la velocidad nominal del motor "Vrm". Sin embargo, un valor no será práctico. Esto implica que existe una única solución de relación de velocidad máxima extendida para el vehículo eléctrico y el resultado es independiente de la masa del vehículo.

La ec diferencial (3.5) ahora puede ser resuelta bajo las mismas suposiciones pero considerando la presencia de la carga de camino Fw. La ecuación resultante involucrará la potencia nominal del motor Pm, la velocidad nominal del motor y la velocidad nominal del vehículo, así como todas las otras especificaciones del vehículo descritas en la tabla 3.1:

$$\int_0^{V_{rm}} \frac{m dV}{F_{\max} - mgf - \frac{1}{2} \rho C_w A V^2} + \int_{V_{rm}}^{V_{rv}} \frac{m dV}{\frac{F_{\max} V_{rm}}{V} - mgf - \frac{1}{2} \rho C_w A V^2} = t_f \quad (3.19)$$

donde ρ es la densidad del aire, C_w es el coeficiente de resistencia aerodinámica, A es el área frontal del vehículo.

3.3.2. CRUCERO A VELOCIDAD NOMINAL DEL VEHÍCULO

Un motor capaz de acelerar el vehículo a la velocidad nominal, V_{rv} , siempre tendrá suficiente potencia de crucero a esta velocidad. Por supuesto, el rango a velocidad de crucero es otro problema que afecta a la autonomía de las baterías, el minimizar esta potencia contribuirá a la reducción del tamaño de las mismas.

3.3.3. CRUCERO A VELOCIDAD MÁXIMA DEL VEHÍCULO

El requerimiento de potencia para una velocidad máxima del vehículo se puede obtener como:

$$P_{vmax} = (f_{ro} + f_{st}) * V_{max} + f_l(V) * V_{max} \quad (3.20)$$

Como la resistencia aerodinámica es mayor a altas velocidades, el requerimiento de potencia se incrementa con el cubo de la máxima velocidad. Si este requerimiento de potencia es mayor que el calculado previamente ($P_{vmax} > P_m$), entonces P_{vmax} definirá el rango de la potencia del motor. Sin embargo, por lo general, P_m dominará a P_{vmax} , ya que los vehículos modernos son diseñados para mostrar desempeños de gran aceleración.

Un método adicional para el cálculo de la potencia nominal del motor está dado por [11].

- El torque deseado en las llantas del vehículo se puede obtener a partir de la relación

$$Potencia = T_{TR} * W_{wh} = F_{TR} * V \quad (3.21)$$

donde T_{TR} es el torque de tracción en N-m y W_{wh} es la velocidad angular de las llantas en rad/seg, F_{TR} es en N y V esta en m/seg.

- La velocidad angular y la velocidad del vehículo están relacionadas por

$$V = W_{wh} * r_{wh} \quad (3.22)$$

donde r_{wh} es el radio de las llantas en metros.

Como se mencionó anteriormente la gran ventaja de un sistema de propulsión eléctrico es la eliminación de múltiples engranajes para acoplar la velocidad del vehículo con la del motor. El alto rango de velocidad de operación de los motores

eléctricos permite que mediante el control electrónico se pueda usar una simple relación de transmisión para el acople instantáneo del torque disponible del motor con el torque de tracción T_{TR} .

3.4. CICLOS DE CONDUCCIÓN

El desempeño de un vehículo depende grandemente de las condiciones de operación, como son el tipo de trayectoria, comportamiento de conducción etc, la simulación y evaluación de este desempeño requiere de representaciones lo mas exactas posibles.

Los ciclos de conducción son típicamente representados como trayectorias de velocidad versus tiempo de trayectoria, pero también pueden incluir representaciones de la superficie de la vía [27]. Es por ello que algunas ciclos de conducción son típicamente definidos como trayectorias de velocidad y potencia en el tiempo.

Existen algunos ciclos de conducción especializados para algunos tipos de vehículos específicos, pero estos no son aplicables a la mayoría de las clases de vehículos.

Estos ciclos de conducción pueden ser clasificados de acuerdo al desenvolvimiento del ciclo de dos maneras.

Ciclo de conducción actual

Ciclo de conducción sintetizado.

En un ciclo de conducción actual consta de datos de mediciones en conducción y representa con mayor precisión las condiciones de conducción porque ninguno de los ciclos son artificiales. Un ciclo de conducción sintetizado esta construido a

partir de un número de fases de aceleración constante y velocidad constantes, y estas pueden ser divididas de la siguiente manera:

- A. Urbano,
- B. Carretera
- C. Autopista.

Una ruta urbana se define como una vía con una velocidad menor 20 mph (8.94 m/s). Una ruta de carretera está clasificada como una vía con una velocidad entre 20 y 35 mph (8.94 y 17 m/s). Una autopista es clasificada como aquella en que la velocidad es mayor a 35 mph (17 m/s).

Una vez clasificado el tipo de ruta, cada una será tratada como una serie de secuencias cinemáticas, las cuales son la trayectoria del vehículo entre paradas sucesivas.

Las secuencias incluyen un periodo en el cual el vehículo está detenido con el motor funcionando en vacío, seguido por un periodo de conducción. La secuencia final de cada ciclo de conducción es este periodo de funcionamiento en vacío que se extiende hasta que se apaga el motor [27].

- Máxima velocidad, V : Es la mayor velocidad durante una secuencia en m/s.
- Tiempo de aceleración (en seg): La suma del tiempo de duración de una secuencia en la cual la aceleración es mayor que 0.03 m/s^2 .
- Cruise time (en seg): El tiempo de duración de una secuencia en la cual la velocidad es mayor que 0.3 m/s , y la aceleración es menor que $+ 0.03 \text{ m/s}^2$ en segundos.
- Coast time (en seg): Es imprescindible que para pasar de la etapa de aceleración a la etapa de frenado, se pase por esta etapa intermedia, sin aceleración, etapa en la cual el vehículo se ve frenado solo por las pérdidas presentes.

- Brake time (en seg): El periodo de frenado del vehículo, etapa en la cual el sistema recarga las baterías.
- Idle time(en seg) : El periodo de marcha en vacío del motor, en seg.
- Tiempo total (en seg): La duración total de un ciclo de conducción, en seg.

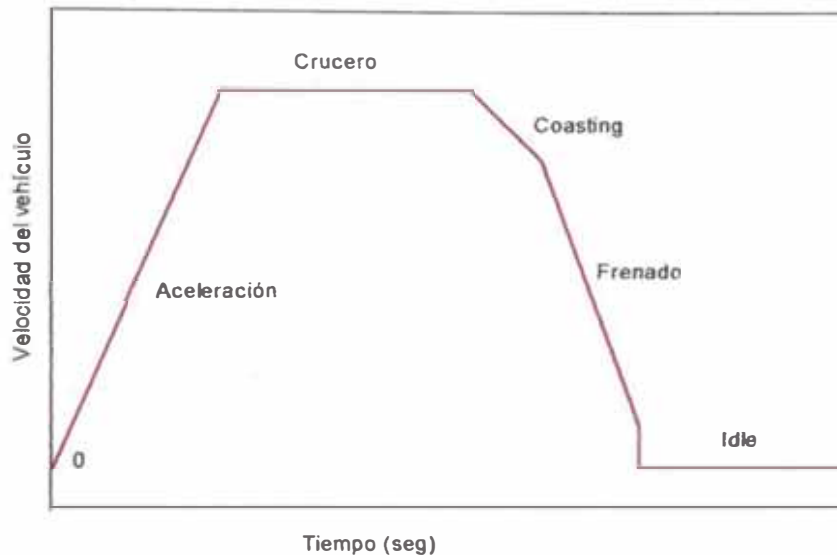


Fig. 3.5 Secuencias cinemáticas para un ciclo de conducción típico

Esta clasificación está basada únicamente sobre la velocidad principal del ciclo de conducción, incluyendo periodos de funcionamiento en vacío, los cuales disminuyen todas las velocidades promedio.

Otras variables estadísticas, como son la duración y distancia de viaje no son usados porque se asume que la velocidad principal es el mejor indicador del tipo de trayectoria que ocurre en un periodo de tiempo. Por ejemplo, es muy posible conducir en condiciones de una trayectoria urbana bajo la misma distancia o mismo tiempo que una trayectoria de autopista, lo cual podría llevar a una incorrecta clasificación de los ciclos de conducción.

CAPITULO IV

DISEÑO DEL MOTOR DE RELUCTANCIA

La mayoría de los procedimientos descritos en las publicaciones de diseño de motores de reluctancia demandan de gran conocimiento y experiencia en este tipo de máquinas, el proceso descrito en el presente capítulo requiere únicamente de las dimensiones de motores de inducción existentes. Con este conocimiento, se puede realizar el cálculo de las inductancias en las diferentes posiciones, este proceso de diseño describe además el cálculo de algunas variables que ayudarán en la selección de los ángulos de los polos del rotor y estator para obtener un diseño óptimo una vez que el tamaño del armazón ha sido decidido [28].

Por no encontrarse en las especificaciones técnicas datos completos de motores de reluctancia, los resultados hallados con este procedimiento de diseño servirán como datos de entrada para el programa de simulación del vehículo.

4.1. ESPECIFICACIONES DEL MOTOR

Las especificaciones de diseño para el motor de reluctancia comprende los requerimientos de potencia de salida P_{hp} en hp, velocidad N en rpm, el pico de corriente aceptable en amperios (A) y la fuente de voltaje disponible V , conocida la velocidad y la potencia de salida, es posible calcular el torque que será desarrollado por la máquina.

$$T_{req} = \frac{P_{hp} * 745.6}{2 * \pi \left(\frac{N}{60} \right)} = \frac{P_{kw}}{2 * \pi \left(\frac{N}{60} \right)} \text{ N-m} \quad (4.1)$$

donde P_{kw} es la potencia de salida en watts.

4.2. SELECCIÓN DEL TAMAÑO DEL ARMAZÓN

Un buen punto de inicio en el diseño del motor de reluctancia es tener en cuenta las dimensiones físicas de un motor de inducción equivalente, esta comparación fijará el tamaño del armazón a ser diseñado.

Las normas IEC fijan dimensiones para todas las máquinas eléctricas hechas internacionalmente de acuerdo a International Standards Organization (ISO) y para las máquinas fabricadas para los Estados Unidos de acuerdo a National Electrical Manufacturers Association (NEMA).

Durante el proceso de diseño si las dimensiones de la maquina encontradas son muy grandes o muy pequeñas entonces es posible el uso de diferentes dimensiones para el armazón, pero una selección preliminar de este fijará automáticamente el diámetro externo del estator, el cual puede ser descrito como:

$$D_o = (\text{Framesize} - 3) * 2 \quad (4.2)$$

donde el frame size (armazón) está dado de acuerdo a las recomendaciones del IEC.

4.3. SELECCIÓN DEL NUMERO DE POLOS

Una amplia selección de configuración de polos y número de fases es posible en el motor de reluctancia. Un bajo número de fases reduce el costo del convertidor, pero incrementa las oscilaciones en torque. Un gran número de polos será capaz de utilizar un estator y un yugo de rotor más delgados, reduciendo el peso de la máquina, pero requiere de un entrehierro angosto para lograr un mismo desempeño, lo cual es una desventaja. El origen del ruido acústico en un motor de reluctancia son las fuerzas radiales las cuales se incrementan inversamente con la dimensión del entrehierro. Sin embargo, una máquina con gran número de polos puede operar con alturas de polo más pequeñas lo cual es una desventaja ya que las maquinas con gran número de

polos operan a altas frecuencias eléctricas para una misma velocidad mecánica, lo cual incrementará las pérdidas dependientes de la frecuencia.

Con todas las observaciones mencionadas, se puede considerar configuraciones de tres y cuatro fases para aplicaciones automotrices [11]. Las máquinas con tres fases tienen el problema inherente de las pendientes en el torque lo cual trae consigo las oscilaciones en el torque a bajas velocidades comparada con máquinas de cuatro fases, estas oscilaciones en el torque a altas velocidades no pueden ser eliminadas en ningún tipo de configuración. Sin embargo, las máquinas con cuatro fases tendrán una densidad de potencia baja y un alto costo del convertidor, y las máquinas con cinco fases también podrían ser consideradas pero el costo del convertidor sería aún más alto, la densidad de potencia menor, siendo las pérdidas mayores.

4.4. SELECCIÓN DEL ÁNGULO DE LOS POLOS DEL ESTATOR Y DEL ROTOR

La selección del ángulo de los polos del rotor y estator forman parte importante del proceso del diseño, en este trabajo el motor de reluctancia ha ser considerado es una máquina de tres fases con seis polos en el estator y cuatro polos en el rotor, las consideraciones para esta selección son las siguientes:

- El arco del polo del estator es menor que el arco del polo del rotor $\beta_s < \beta_r$ [28].
- La zona de torque efectivo es menor que el ángulo del polo del estator β_s pero mayor que el ángulo de recorrido ε , el cual se define como:

$$\varepsilon = \frac{2\pi}{\frac{N_s * N_r}{2}} \quad (4.3)$$

Para el caso de un motor de 6/4 el ángulo de recorrido es 30°. Si $\beta_s < \varepsilon$, podrían haber algunas posiciones en las cuales el motor no arrancaría.

El perfil de inductancia de una fase se repite cada $\frac{2\pi}{N_r}$ radianes.

En un caso ideal como el que se muestra en la Fig. 4.2, mientras que el arco del rotor y estator no se traslapen, la inductancia de fase permanecerá en su valor mínimo L_u .

Esta región ocurre entre 0 y θ_1 donde 0 es asumido como la posición de desalineamiento completo, el rotor tiene que atravesar un ángulo de

$\theta_1 = \frac{\pi}{N_r} - \frac{\beta_s}{2} - \frac{\beta_r}{2}$ para que los polos del rotor y del estator empiecen a traslaparse.

Desde la posición θ_1 a la posición θ_2 el rotor y estator se traslapan, hasta que el rotor atraviese esta región, existiendo un aumento estable en el valor de la inductancia.

En el intervalo $\theta_2 - \theta_1 = \beta_s$ y una vez que el rotor alcance la posición θ_2 , los polos están completamente traslapados. El valor de la inductancia en el intervalo $\theta_3 - \theta_2 = \beta_r - \beta_s$ es igual a su valor máximo L_a . Desde la posición θ_3 a la posición θ_4 , los polos de rotor y el estator se traslapan hasta que el rotor atraviese esta región, aquí el valor de la inductancia decrece gradualmente.

El valor de la inductancia en la posición θ_4 es igual a su valor mínimo L_u .

El rotor luego tiene que atravesar el intervalo $\theta_5 - \theta_4 = \frac{\pi}{N_r} - \frac{\beta_s}{2} - \frac{\beta_r}{2}$ para alcanzar la posición de completo desalineamiento.

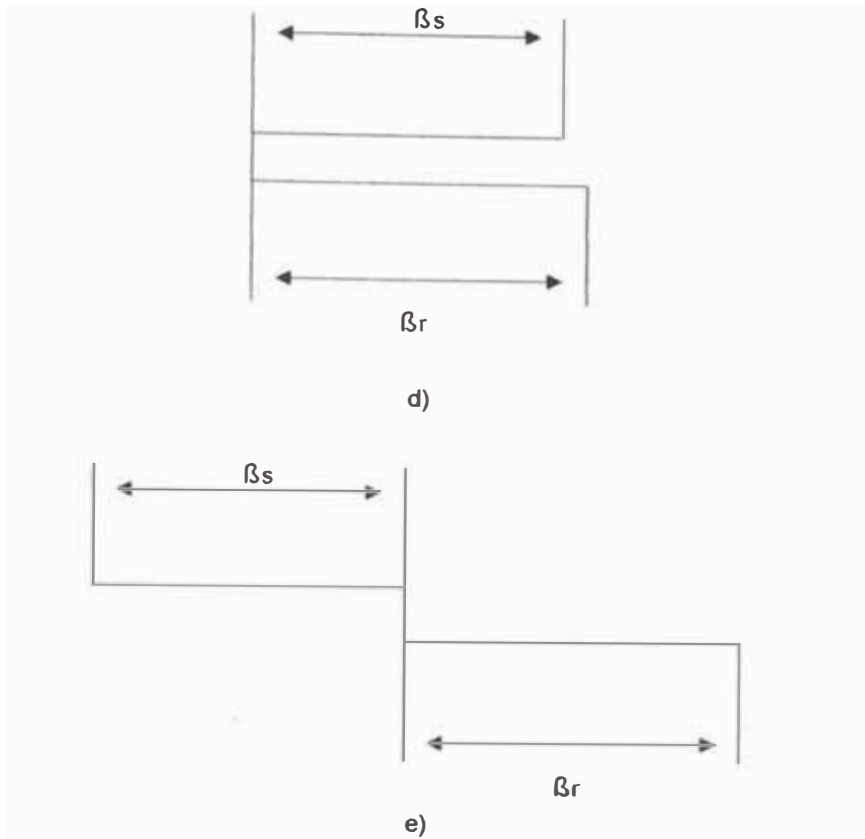


Fig. 4.1 Posiciones del rotor: a) En desalineamiento 0 a θ_1 , b) Desde la posición θ_1 a θ_2 , c) Desde la posición θ_2 a θ_3 , d) Desde la posición θ_3 a θ_4 , e) Desde la posición θ_4 a θ_5

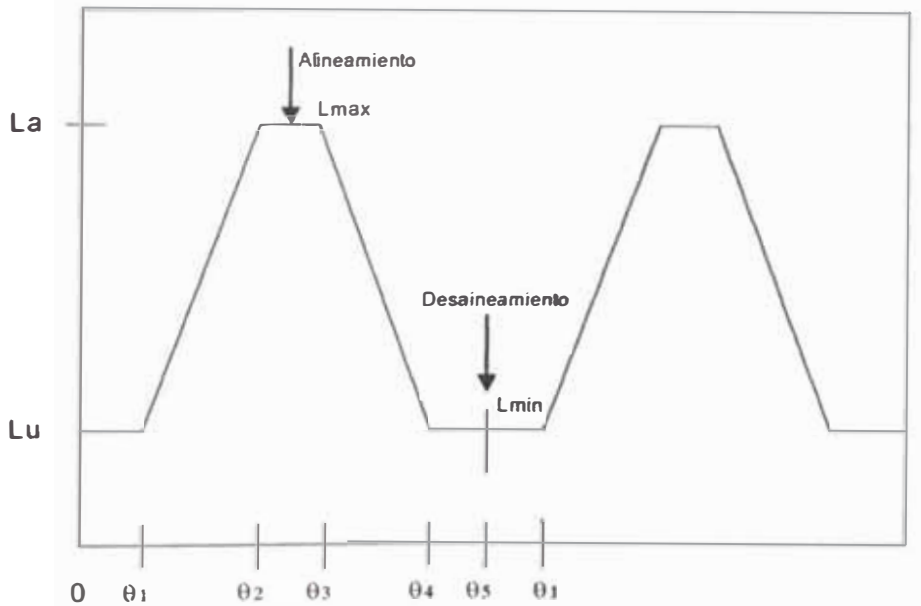


Fig. 4.2 Perfil de inductancia de una fase para un caso ideal (modelo simplificado)

El análisis del perfil de inductancia de dos fases sucesivas puede darnos una buena visión de la generación del torque y del proceso de arranque. En la Fig. 4.3 se muestra el perfil de inductancia ideal de dos fases sucesivas a y b.

Se observa que la fase b alcanza el valor máximo de L_{ab} exactamente ϵ grados después que la que la fase a alcanzó este valor máximo L_{aa} .

Simbólicamente, $\theta_{1a} = \theta_{1b} + \epsilon$, también se observa que $\theta_2 = \theta_1 + \beta_s$.

Por consiguiente $\theta_2 = \theta_{1a} - \epsilon + \beta_s$. Ahora si $\beta_s > \epsilon$, entonces $\theta_2 > \theta_{1a}$, lo cual implica que la fase "b" tendrá un aumento en la inductancia antes que la fase "a" alcance su valor máximo y no habrá problemas durante el arranque.

Por el contrario si $\beta_s < \epsilon$, entonces $\theta_2 < \theta_{1a}$, lo cual significa que la fase "b" tendrá un aumento en la inductancia solamente después que la fase "a" alcance su valor máximo y habrá ciertas posiciones del rotor en las cuales la fase no tendrá variaciones en el perfil de la inductancia, lo cual puede causar problemas durante el arranque.

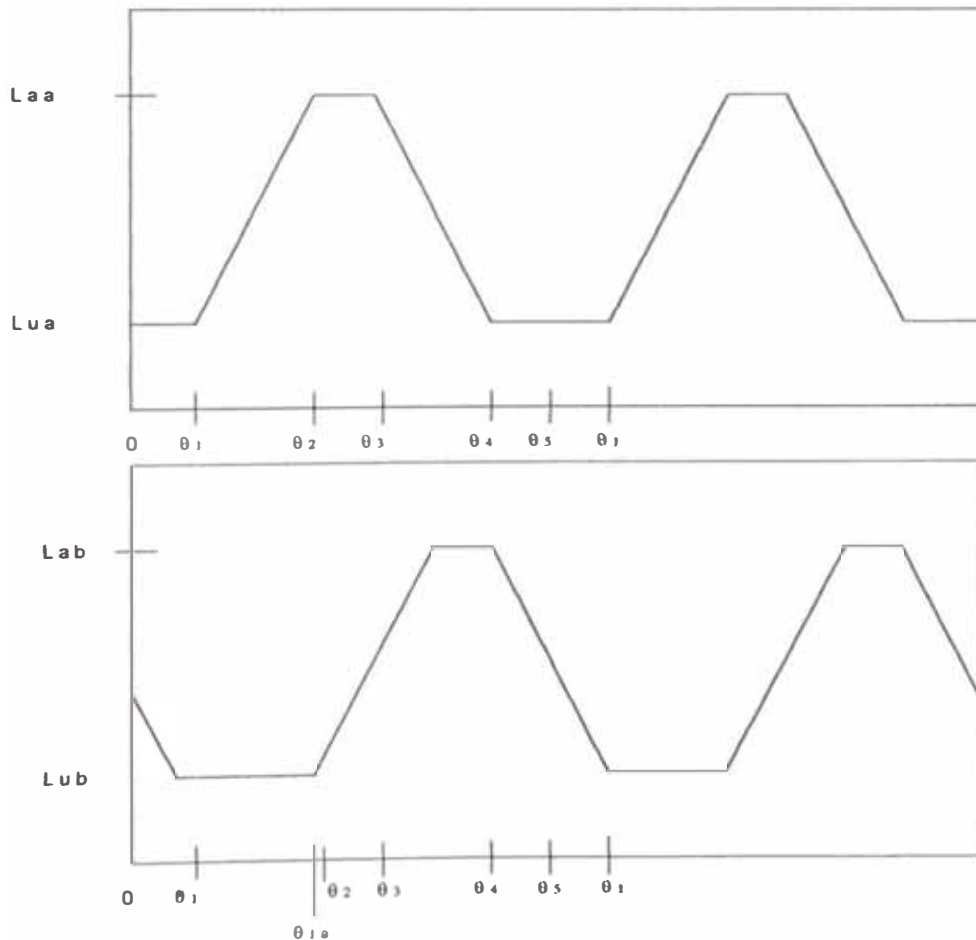


Fig. 4.3 Perfil de inductancia de dos fases sucesivas para un caso ideal

4.5. PROCESO PRELIMINAR DE DISEÑO

Una vez que el diámetro externo, el número de polos y los arcos preliminares han sido seleccionados, el diseño del diámetro del rotor (D) y la longitud de apilamiento (L) forma parte del siguiente paso del proceso de diseño.

El diámetro del rotor (D) se asume inicialmente igual al diámetro del armazón. La longitud de apilamiento puede ser escogida igual a la distancia entre los agujeros de montaje en una máquina montada de pie.

Con la selección preliminar de los valores de D_o , L, D, β_s y β_r , es posible continuar con el proceso de diseño. Solo D_o permanecerá fijo y puede variar con el cambio del diámetro del armazón, en este punto el diámetro del eje D_{sh} puede ser seleccionado de acuerdo al reglamento IEC en base al requerimiento de torque de la máquina.

El siguiente paso es el examinar la curva de características B-H del material que se usará. En la Fig. 4.4 se puede notar el punto "knee" de características el cual es un buen punto para limitar el flujo máximo en cualquier parte de la máquina.

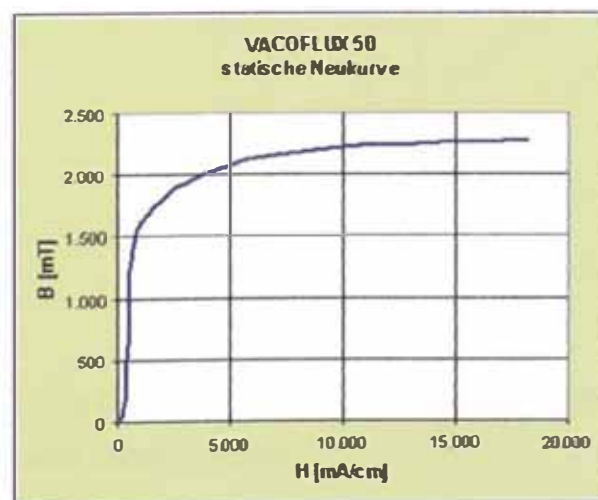


Fig. 4.4 Curva de características B-H

Se puede notar que la máxima densidad de flujo B_{max} estará en alguna parte de los polos del estator y por eso cuando se diseñe la máquina se puede

asumir que está operando a una densidad de flujo igual al valor “knee” obtenido de la curva de características B-H.

Se puede diseñar el resto de la máquina asumiendo que la densidad de flujo en el polo del estator B_s es igual a B_{max} .

La experiencia en diseño a mostrado que una buena práctica es fijar la densidad de flujo del yugo del estator B_y aproximadamente en la mitad del valor de B_{max} y la densidad de flujo del núcleo del rotor aproximadamente cerca del 80% del valor máximo. Esta práctica causa una reducción en el ruido en la máquina.

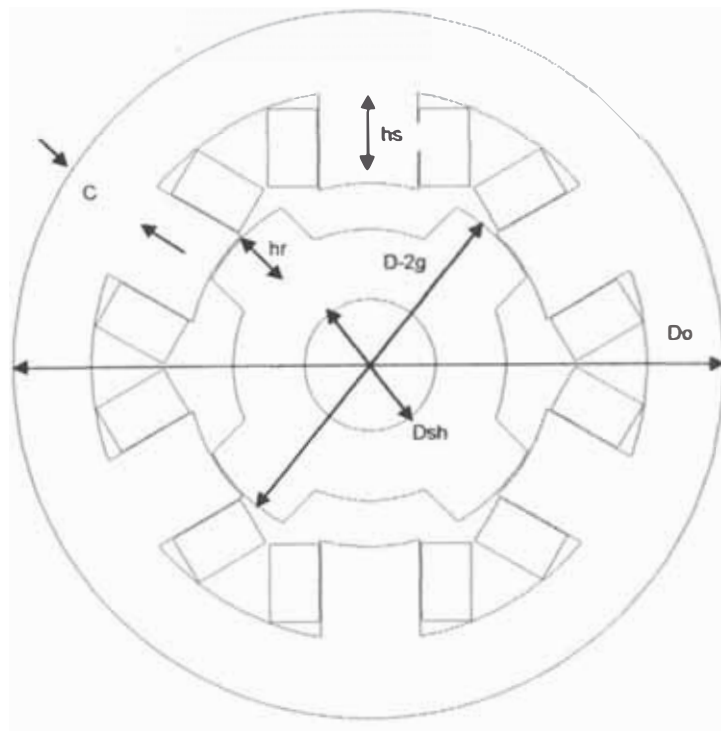


Fig. 4.5 Esquema del motor de 6/4 polos

Luego, despreciando la dispersión y el factor de apilamiento, el área del polo del estator A_s se puede escribir como:

$$A_s = \frac{D}{2} L \beta_s \quad (4.4)$$

El flujo en el polo del estator ϕ esta dado por:

$$\phi_y = B_s A_s \quad (4.5)$$

El flujo en el yugo esta dado por

$$\phi_y = \frac{\phi}{2} = \frac{B_s A_s}{2} \quad (4.6)$$

Asumiendo que la densidad en el yugo B_y es la mitad de la densidad B_s , el flujo del yugo se puede escribir como:

$$\phi_y = B_y A_y = \frac{B_s}{2} A_y \quad (4.7)$$

Comparando (4.6) y (4.7), el área del yugo puede ser expresado como:

$$A_y = A_s \quad (4.8)$$

El área del yugo es el producto del espesor del hierro C y la longitud del apilamiento. Por lo tanto el espesor del hierro C se puede hallar como:

$$C = \frac{A_y}{L} \quad (4.9)$$

La altura del polo del estator h_s está dada por:

$$h_s = \frac{D_o}{2} - C - \frac{D}{2} \quad (4.10)$$

El área del polo del rotor A_r está dada por:

$$A_r = \left(\frac{D}{2} - g \right) L \beta_r \quad (4.11)$$

La densidad de flujo del polo del rotor B_r está dada por:

$$B_r = \frac{B_s A_s}{A_r} \quad (4.12)$$

El área del núcleo del rotor A_{rc} está dada por:

$$A_{rc} = L \left(\frac{D}{2} - g - h_r - \frac{D_{sh}}{2} \right) \quad (4.13)$$

donde g es el entrehierro y h_r es la altura del polo del rotor. El entrehierro se mantiene tan pequeño como sea posible, como ya se explicó en un capítulo anterior. El núcleo del rotor transporta la mitad del flujo y está limitada a una densidad de flujo de aproximadamente 80% del valor máximo. Así:

$$\phi_{rc} = \frac{\phi}{2} = \frac{B_s A_s}{2} \quad (4.14)$$

O también puede ser escrita de la siguiente manera:

$$\phi_{rc} = B_{rc} A_{rc} = 0.8 B_s A_{rc} \quad (4.15)$$

Comparando (4.14) y (4.15), el área del núcleo del rotor se calcula como:

$$A_{rc} = \frac{A_s}{1.6} \quad (4.16)$$

La altura del polo del rotor h_r puede obtener de (4.13) como:

$$h_r = \frac{D}{2} - g - \frac{D_{sh}}{2} - \frac{A_{rc}}{L} \quad (4.17)$$

El área promedio del entrehierro A_g se calcula como:

$$A_g = \frac{A_s + A_r}{2} = \frac{L}{2} \left(\beta_s \frac{D}{2} + \beta_r \left(\frac{D}{2} - g \right) \right) \quad (4.18)$$

La reluctancia en el entrehierro está dada por:

$$\mathfrak{R}_g = \frac{2 * l_g}{\mu_o A_g} \quad (4.19)$$

La permeancia del entrehierro se calcula como:

$$Pa = \frac{\mu_o A_g}{l_g} \quad (4.20)$$

Las principales longitudes de las trayectorias en las diferentes secciones están dadas como:

$$l_s = h_s + \frac{C}{2} \quad (4.21)$$

$$l_g = g \quad (4.22)$$

$$l_r = h_r + \frac{\frac{D}{2} - g - h_r - \frac{D_{sh}}{2}}{2} = \frac{D}{4} - \frac{g}{2} + \frac{h_r}{2} - \frac{D_{sh}}{4} \quad (4.23)$$

$$l_{rc} = \pi \left(\frac{\frac{D}{2} - g - h_r - \frac{D_{sh}}{2}}{2} + \frac{D_{sh}}{2} \right) = \pi \left(\frac{D}{4} - \frac{g}{2} - \frac{h_r}{2} + \frac{D_{sh}}{4} \right) \quad (4.24)$$

La longitud principal l_y para un núcleo circular como se muestra en la Fig. 4.5

$$l_y = \pi \left(\frac{D_o}{2} - \frac{C}{2} \right) \quad (4.25)$$

Usando la curva de características B-H del material usado para las laminas, se obtiene la intensidad del campo magnético para cada porción de la máquina excepto para el entrehierro. Las intensidades del campo magnético en el polo del estator, el yugo del estator, el polo del rotor y el núcleo del rotor son designadas como H_s , H_y , H_r y H_{rc} , respectivamente.

La densidad del flujo en el entrehierro B_g está dada por:

$$B_g = \frac{A_s B_s}{A_g} \quad (4.26)$$

La intensidad del campo magnético del entrehierro H_g se calcula como

$$H_g = \frac{B_g}{4\pi * 10^{-7}} \quad (4.27)$$

El circuito magnético del SRM es mostrado en la Fig. 4.6. Las reluctancias del polo del estator, yugo, polo del rotor, núcleo del rotor y entrehierro son representadas por \mathfrak{R}_s , \mathfrak{R}_y , \mathfrak{R}_r , \mathfrak{R}_{rc} , y \mathfrak{R}_g , respectivamente. El parámetro \mathfrak{R}_L de la Fig. 4.7. se obtiene como.

$$\mathfrak{R}_L = 2(\mathfrak{R}_s + \mathfrak{R}_g + \mathfrak{R}_r) + \frac{\mathfrak{R}_{rc}}{2} \quad (4.28)$$

La reluctancia \mathfrak{R} en una sección particular puede ser representada como:

$$\mathfrak{R} = \frac{H * l}{B * A} = \frac{H * l}{\phi} \quad (4.29)$$

Donde, H es la intensidad de campo magnético, l es la longitud de la trayectoria, B es la densidad de flujo en la sección, A es el área de la sección y ϕ es el flujo en la sección. Para el circuito magnético de la Fig. 4.6, la ecuación magnética puede ser escrita como:

$$\mathfrak{T}_a = N_{ph} i = \mathfrak{R}_L \phi = 2(H_s l_s + H_r l_r) + \frac{B_g A_g}{Pa} + H_{rc} l_{rc} + H_y l_y \quad (4.30)$$

La inductancia en la posición de alineamiento a máxima corriente se calcula como:

$$L_{al} = \frac{N_{ph} \phi}{i} \quad (4.31)$$

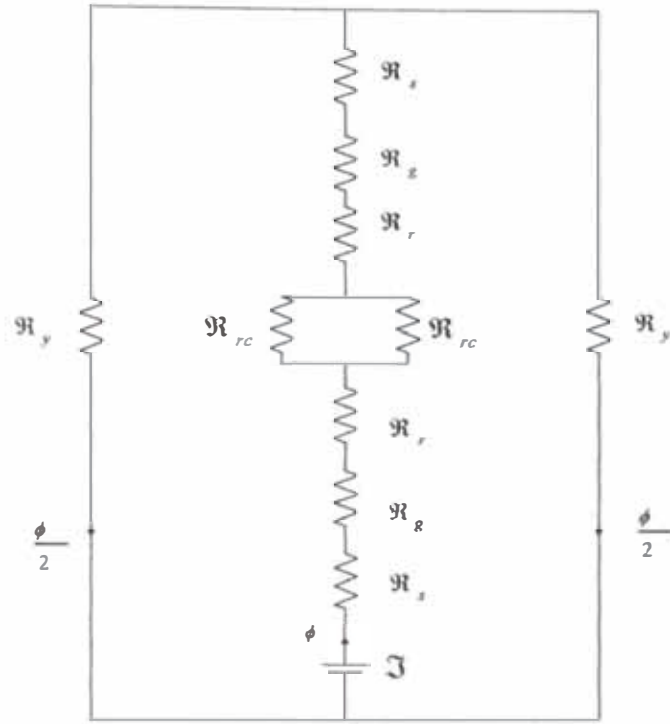


Fig. 4.6. Circuito magnético del motor de reluctancia

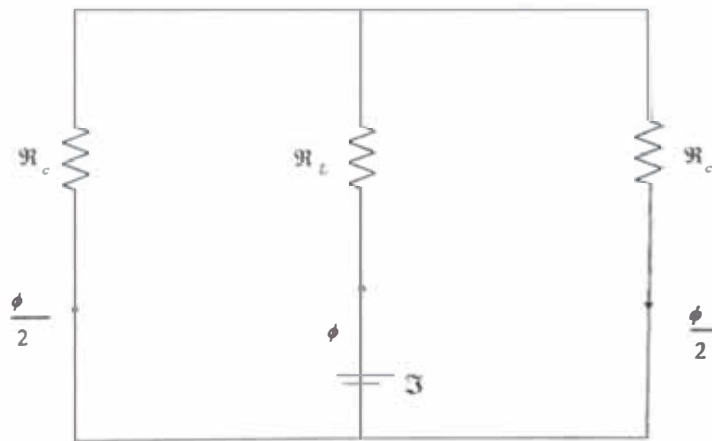


Fig. 4.7. Circuito magnético simplificado del motor de reluctancia

Los efectos de la dispersión también pueden ser calculados, pudiendo ser el área de esta trayectoria de dispersión asumida como:

$$A_f = \frac{3hs}{4} L \quad (4.32)$$

La longitud de la trayectoria se calcula aproximadamente como:

$$l_f = \frac{3hs}{4} \frac{\pi}{2} \quad (4.33)$$

El área del yugo se halla de (4.9) como:

$$A_y = CL \quad (4.34)$$

El área del polo del estator esta dada como:

$$A_{sf} = \frac{3hs}{4}L \quad (4.35)$$

La longitud de la trayectoria en el estator es:

$$l_s = \frac{1}{2} \frac{3hs}{4} + \frac{C}{2} \quad (4.36)$$

La longitud del yugo es aproximadamente:

$$l_y = \frac{1}{2} \frac{3hs}{4} \quad (4.37)$$

La reluctancia de dispersión esta dada por

$$\mathfrak{R}_f = \frac{l_f}{\mu_o A_f} \quad (4.38)$$

Luego la permeancia del entrehierro es calculada como:

$$P_f = \frac{1}{\mathfrak{R}_f} \quad (4.39)$$

La ecuación del circuito magnético del tubo dispersión se puede escribir como:

$$\mathfrak{F}_f = \frac{1}{2} \frac{3}{4} N_{ph} i = \mathfrak{R}_L \phi = H_s l_s + \frac{B_s A_{sf}}{P_f} + H_y l_y \quad (4.40)$$

La inductancia del tubo de dispersión se calcula como:

$$L_{af} = \mathfrak{F}_f \frac{B_{smin} A_{sf}}{i^2} \quad (4.41)$$

Finalmente la inductancia en la posición de desalineamiento será:

$$L_a = L_{al} + 4L_{af} \quad (4.42)$$

4.6. DISEÑO DEL ARROLLAMIENTO

Asumiendo una altura de cuña h_{wedge} requerida para mantener el arrollamiento en su posición, la longitud del arco del polo del estator t_s en el punto más cercano del arrollamiento al centro del eje está dado por

$$t_s = \left(\frac{D}{2} + h_{wedge} \right) \beta_s \quad (4.43)$$

Tomando en cuenta las cuñas para mantener los arrollamiento en su posición la nueva distancia entre los centros de los polos del estator estará dado por:

$$\lambda_s = \frac{\pi D}{N_s} + \frac{\pi(2 * h_{wedge})}{N_s} \quad (4.44)$$

Asumiendo un valor aceptable máximo de densidad de corriente J en el arrollamiento, el área mínima del conductor será

$$a_c = \frac{i}{2J} \quad (4.45)$$

Esta sección debe ser normalizada antes de continuar con el proceso de diseño, luego el diámetro del alambre incluyendo el aislamiento estará dado por:

$$d_w = \sqrt{\frac{4a_c}{\pi}} + 0.1mm \quad (4.46)$$

La altura máxima del arrollamiento h_w que puede acomodar el espacio destinado para el arrollamiento está dada por:

$$h_w = h_s - h_{wedge} \quad (4.47)$$

El número de capas que pueden ser acomodadas está dada por

$$N_v = \frac{h_w f_f}{d_w} \quad (4.48)$$

f_f representa el factor de campo que es aproximadamente igual a 0.95. El valor de N_v se redondea al valor entero más próximo.

Luego el número de capas horizontales requerido para el arrollamiento está dado por:

$$N_h = \frac{N_{ph}}{2N_v} + 1 \quad (4.49)$$

Este valor debe ser redondeado al valor entero superior, el ancho del arrollamiento W_t está dado por:

$$W_t = \frac{d_w N_h}{f_f} \quad (4.50)$$

El espacio entre dos polos del estator está dado por:

$$Z = \lambda_s - t_s \quad (4.51)$$

La distancia de separación entre los arrollamientos está dada por:

$$Cl = Z - 2W_t \quad (4.52)$$

Este valor debe ser positivo y preferentemente mayor de 3 mm.

4.7. CÁLCULO DE LA MÍNIMA INDUCTANCIA

El mejor camino para el cálculo de la mínima inductancia es el trazar las trayectorias de flujo para la máquina en la posición de desalineamiento, calcular las longitudes de las líneas de flujo en vacío y luego considerar las trayectorias en las porciones de hierro. Este se realiza siguiendo el procedimiento descrito en [28]

Trayectoria 1: Para calcular la longitud l_1 y el área A_1 , consideremos la Fig.4.8.

El área de la trayectoria en el polo del estator se calcula como:

$$A_{1s} = \frac{\beta_s D}{4} L \quad (4.53)$$

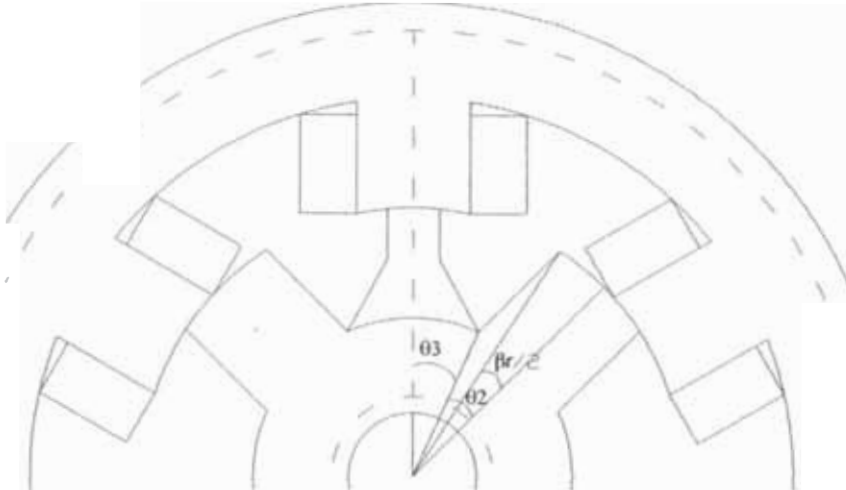


Fig. 4.8 Cálculo de la trayectoria 1

El arco subtendido por la mitad del polo del rotor está dada por:

$$\frac{\beta_r \left(\frac{D}{2} - g \right)}{2} \quad (4.54)$$

El ángulo θ_2 está dado por:

$$\theta_2 = \frac{\frac{\beta_r \left(\frac{D}{2} - g \right)}{2}}{\left(\frac{D}{2} - g - h_r \right)} \quad (4.55)$$

El paso del polo del rotor está definido como

$$\theta_p = \frac{2\pi}{N_r} \quad (4.56)$$

El ángulo θ_3 se calcula como

$$\theta_3 = \frac{\theta_p}{2} - \theta_2 \quad (4.57)$$

El área de la trayectoria en el núcleo del rotor es calculado como

$$A_{1r} = 2 \left(\frac{D}{2} - g - h_r \right) \theta_3 L \quad (4.58)$$

El área promedio del entrehierro A_1 se calcula como

$$A_1 = \frac{A_{1s} + A_{1r}}{2} = \frac{1}{2} \frac{\beta_s}{4} \frac{D}{2} L + \left(\frac{D}{2} - g - h_r \right) \theta_3 L \quad (4.59)$$

La longitud del entrehierro esta dada por

$$l_1 = \frac{D}{2} - g - h_r \quad (4.60)$$

La longitud de la trayectoria a través del estator y del yugo están dados por (4.21) y (4.25). El área del núcleo del rotor y del yugo está dado por (4.13) y (4.34) y la longitud de la trayectoria a través del núcleo del rotor está dado por (4.24).

La reluctancia de la trayectoria 1 en el entrehierro está dado por.

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{2l_1}{\mu_o A_1} \quad (4.61)$$

La permeancia en la trayectoria 1 esta dada por

$$P_1 = \frac{1}{\mathfrak{R}_1} \quad (4.62)$$

Usando la curva de características B-H del material usado en las laminas, se puede obtener la intensidad del campo magnético en cada tramo de la maquina, excepto en el entrehierro. La intensidad del campo magnético en el polo del estator, yugo del estator, polo del rotor y el núcleo del rotor son

designados como H_s , H_y , H_r , y H_{rc} , respectivamente. De la Fig. 4.9, la ecuación del circuito magnético de la trayectoria 1 se puede escribir como.

$$\mathfrak{F}_1 = N_{ph}i = \mathfrak{R}_L\phi + \frac{\mathfrak{R}_c\phi}{2} = 2H_s l_s + \frac{B_s A_{1s}}{P_1} + \frac{H_{rc} l_{rc}}{2} + \frac{H_y l_y}{2} \quad (4.63)$$

$$L_{u1} = \mathfrak{F}_1 \frac{B_s \min A_{1s}}{i^2} \quad (4.64)$$

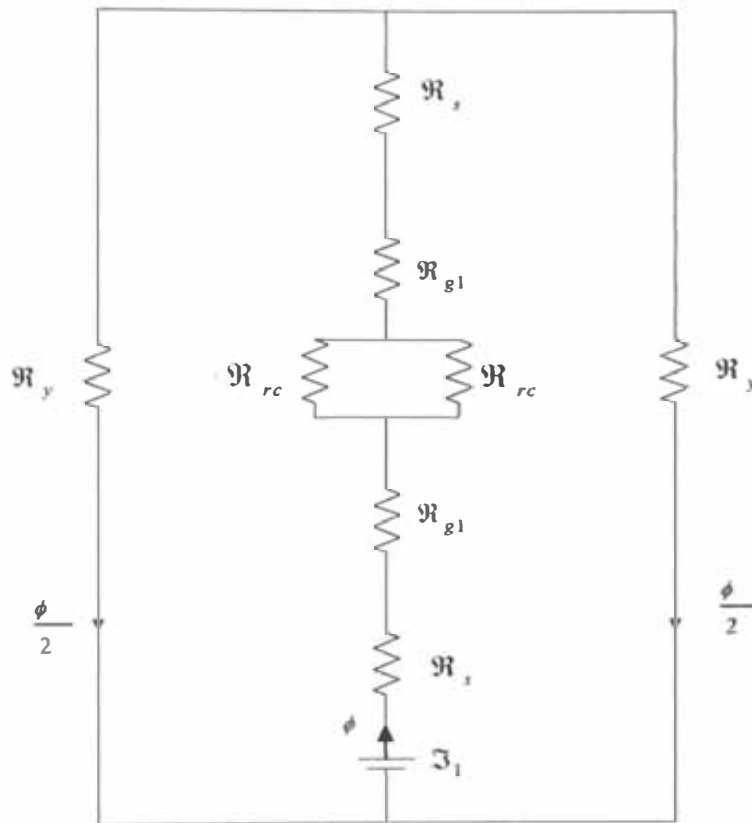


Fig. 4.9 Circuito de reluctancia de la trayectoria 1

Trayectoria 2:

Para la longitud l_2 y el área A_2 , consideremos la Fig. 4.10 El área está calculada como :

$$A_{2s} = \frac{\beta_s D}{4} \frac{L}{2} \quad (4.65)$$

El área del polo del rotor en esta sección es:

$$A_{2r} = \frac{h_r}{2} L \quad (4.66)$$

El área promedio de A_2 se calcula como:

$$A_2 = \frac{A_{2s} + A_{2r}}{2} = \frac{L}{2} \left(\frac{\beta_s D}{4} \frac{L}{2} + \frac{h_r}{2} \right) \quad (4.67)$$

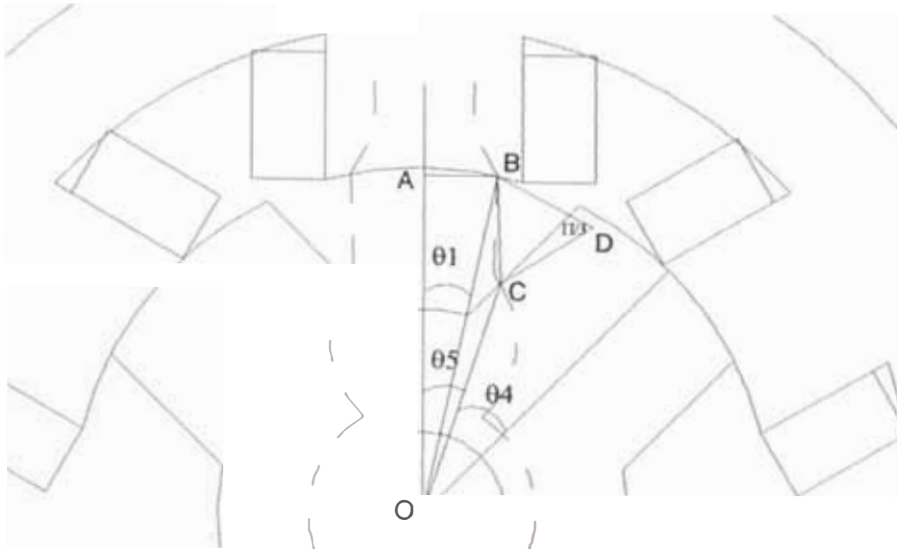


Fig. 4.10 Cálculo de la trayectoria 2

Siguiendo el procedimiento descrito en [28], la reluctancia de la trayectoria 2 es calculado como:

$$\mathfrak{R}_2 = \frac{2l_2}{\mu_0 A_2} \quad (4.68)$$

La permeancia de la trayectoria 2 se calcula como

$$P_2 = \frac{1}{\mathfrak{R}_2} \quad (4.69)$$

Haciendo uso de la Fig. 4.11 la ecuación del circuito magnético en esta trayectoria se puede escribir

$$\mathfrak{F}_2 = N_{ph} i = \mathfrak{R}_L \phi = 2(H_s l_s + H_r l_r) + \frac{B_s A_{2s}}{P_2} + H_\pi l_\pi + H_y l_y \quad (4.70)$$

La inductancia en la posición de desalineamiento se calcula como

$$L_{u2} = \mathfrak{F}_2 \frac{B_{s \min} A_{2s}}{i^2} \quad (4.71)$$

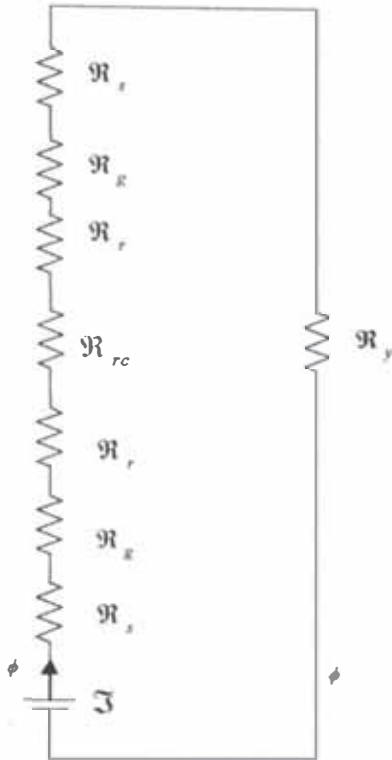


Fig. 4.11 Circuito de reluctancia equivalente

Trayectoria 3:

Se tiene la Fig. 4.12 El área de la trayectoria en el polo del estator se calcula como:

$$A_{3s} = \frac{3 \beta_s D}{4 \cdot 8} L \quad (4.72)$$

El área de la trayectoria en el polo del rotor se calcula como:

$$A_{3r} = \frac{h_r}{4} L \quad (4.73)$$

El área promedio A3 es:

$$A_3 = \frac{A_{3s} + A_{3r}}{2} = \frac{L}{2} \left(\frac{3 \beta_s D}{4 \cdot 8} + \frac{h_r}{4} \right) \quad (4.74)$$

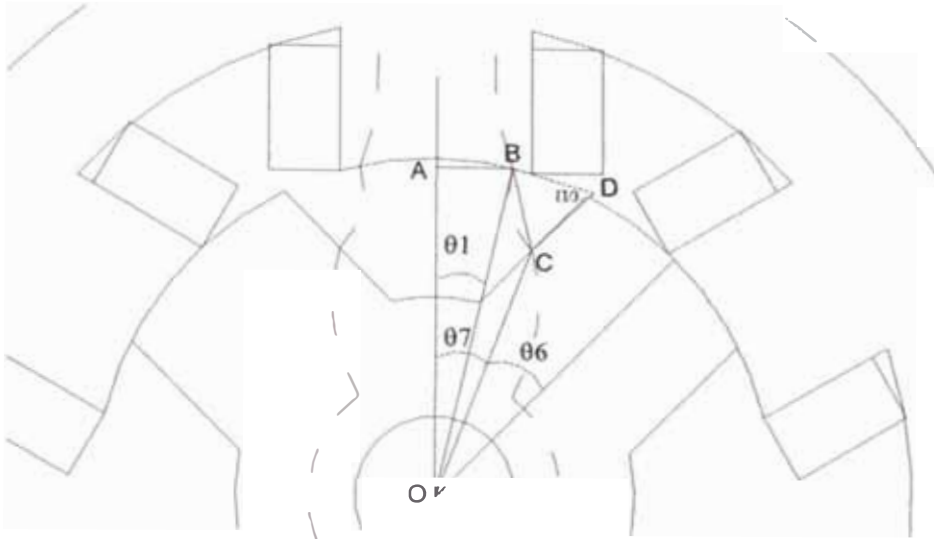


Fig. 4.12 Cálculo de la trayectoria 3

La longitud de la trayectoria en el rotor se calcula como

$$l_r = \frac{h_r}{2} + \frac{h_r}{8} = \frac{5h_r}{8} \quad (4.75)$$

La reluctancia de la trayectoria 3 en el entrehierro está dada por:

$$\mathfrak{R}_3 = \frac{2l_3}{\mu_o A_3} \quad (4.76)$$

La permeancia de la trayectoria 3 es calculada como

$$P_3 = \frac{1}{\mathfrak{R}_3} \quad (4.77)$$

Usando la Fig. 4.11, la ecuación del circuito magnético está dada por:

$$\mathfrak{F}_3 = N_{ph} i = \mathfrak{R}_L \phi = 2(H_s l_s + H_r l_r) + \frac{B_s A_{3s}}{P_3} + H_{rc} l_{rc} + H_y l_y \quad (4.78)$$

La inductancia en la posición de desalineamiento está dada por:

$$L_{u3} = \mathfrak{F}_3 \frac{B_{s \min} A_{3s}}{i^2} \quad (4.79)$$

Trayectoria 4:

Usando la Fig 4.13 el área de la trayectoria en el polo del estator está dado por

$$A_{4s} = \frac{1}{4} \frac{\beta_s D}{8} \frac{D}{2} L + \frac{1}{4} \frac{h_s}{4} L \quad (4.80)$$

El área de la trayectoria en el polo del rotor se calcula como

$$A_{4r} = \frac{h_r}{4} L \quad (4.81)$$

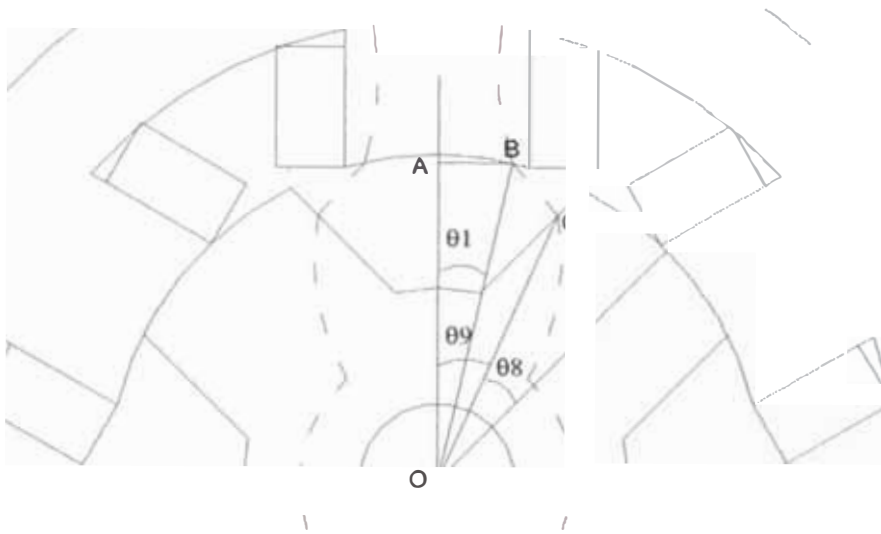


Fig. 4.13 Cálculo de la trayectoria 4

El área promedio se calcula como:

$$A_4 = \frac{A_{4s} + A_{4r}}{2} = \frac{L}{2} \left(\frac{1}{4} \frac{\beta_s D}{8} \frac{D}{2} + \frac{1}{4} \frac{h_s}{4} + \frac{h_r}{4} \right) \quad (4.82)$$

La reluctancia se calcula como:

$$\mathfrak{R}_4 = \frac{2l_4}{\mu_o A_4} \quad (4.83)$$

La permeancia en esta trayectoria se calcula como:

$$P_4 = \frac{1}{\mathfrak{R}_4} \quad (4.84)$$

Usando la Fig. 4.11 la ecuación del circuito magnético se puede escribir como:

$$\mathfrak{F}_4 = N_{ph}i = \mathfrak{R}_l \phi = 2(H_s I_s + H_r I_r) + \frac{B_s A_{4s}}{P_4} + H_{rc} I_{rc} + H_y I_y \quad (4.85)$$

La inductancia en la posición de desalineamiento se calcula como:

$$L_{u4} = \mathfrak{F}_4 \frac{B_{s \min} A_{4s}}{i^2} \quad (4.86)$$

Trayectoria 5:

Usando la Fig. 4.14 El área de la trayectoria en el polo del estator se calcula como:

$$A_{5s} = \frac{3}{4} \frac{h_s}{4} L \quad (4.87)$$

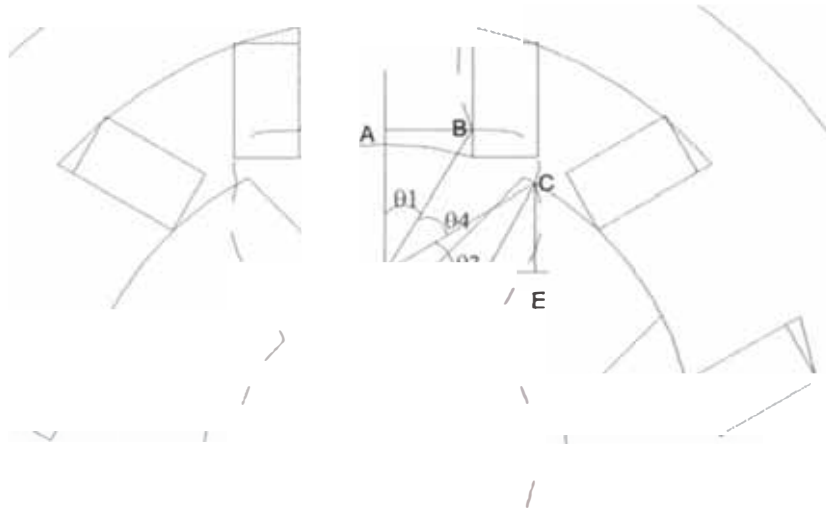


Fig. 4.14 Cálculo de la trayectoria 5

El área de la trayectoria en el polo del rotor se calcula con:

$$A_{5r} = \frac{\beta_r}{8} L \left(\frac{D}{2} - g \right) \quad (4.88)$$

El área promedio de A_5 se calcula como:

$$A_5 = \frac{A_{5s} + A_{5r}}{2} = \frac{L}{2} \left(\frac{3}{4} \frac{h_s}{4} + \frac{\beta_r}{8} \left(\frac{D}{2} - g \right) \right) \quad (4.89)$$

La reluctancia en el entrehierro se calcula como:

$$\mathfrak{R}_5 = \frac{2l_s}{\mu_o A_s} \quad (4.90)$$

La permeancia se calcula como:

$$P_5 = \frac{1}{\mathfrak{R}_5} \quad (4.91)$$

De la Fig. 4.11 la ecuación del circuito magnético puede escribirse como:

$$\mathfrak{F}_5 = N_{ph} i = \mathfrak{R}_L \phi = 2(H_s l_s + H_r l_r) + \frac{B_s A_{5s}}{P_5} + H_{rc} l_{rc} + H_y l_y \quad (4.92)$$

La inductancia en la posición de desalineamiento se calcula como:

$$L_{u5} = \mathfrak{F}_5 \frac{B_{s \min} A_{5s}}{i^2} \quad (4.93)$$

Trayectoria 6:

Usando la Fig 4.15 El área de la trayectoria se calcula como:

$$A_6 = \frac{h_s}{4} L \quad (4.94)$$

Se puede asumir que la trayectoria 6 es un arco centrado en el centro del eje de transmisión, la longitud AO se asume como

$$y_1 = \frac{D}{2} \cos\left(\frac{\beta_s}{2}\right) + \frac{3h_s}{8} \quad (4.95)$$

La reluctancia en el entrehierro está dada por:

$$\mathfrak{R}_6 = \frac{l_6}{\mu_o A_6} \quad (4.96)$$

La permeancia de se calcula como:

$$P_6 = \frac{1}{\mathfrak{R}_6} \quad (4.97)$$

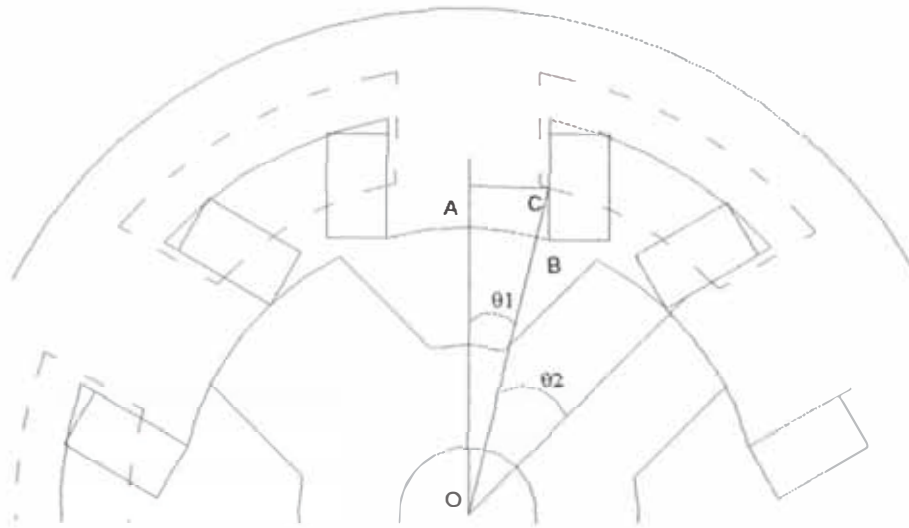


Fig. 4.15 Cálculo de la trayectoria 6

Usando la Fig. 4.16 la ecuación del circuito magnético se puede escribir como:

$$\mathfrak{F}_6 = \frac{3}{8} N_{ph} i = \mathfrak{R}_L \phi = 2H_s l_s + \frac{B_s A_6}{P_6} + H_y l_y \quad (4.98)$$

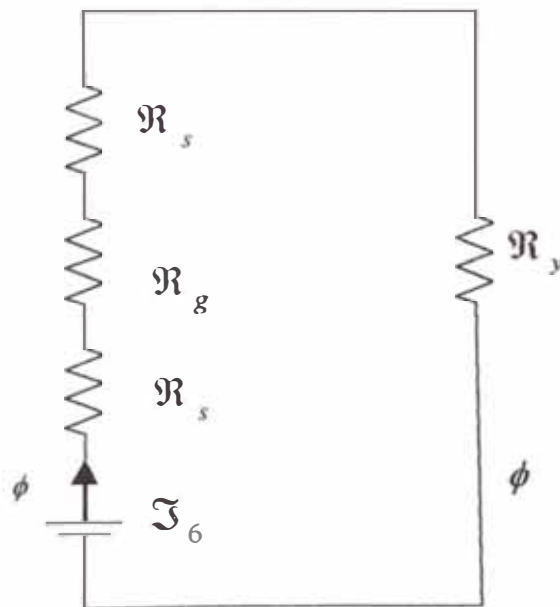


Fig. 4.16 Circuito magnético trayectoria 6

La inductancia en la posición de desalineamiento de esta trayectoria se calcula como:

$$L_{u6} = \mathfrak{F}_6 \frac{B_{s \min} A_6}{i^2} \quad (4.99)$$

Trayectoria 7: Haciendo uso de la Fig. 4.17, el área de la trayectoria se calcula como:

$$A_7 = \frac{h_s}{2}L \quad (4.100)$$

La trayectoria 7 se asume como el arco centrado alrededor del punto B. La longitud se calcula aproximadamente como:

$$l_7 = \frac{h_s}{8}\pi \quad (4.101)$$

El área del estator es igual al área del entrehierro. De esa forma:

$$A_{7s} = \frac{h_s}{2}L \quad (4.102)$$

La longitud de la trayectoria en el estator se calcula como:

$$l_s = \frac{h_s}{4} + \frac{C}{2} \quad (4.103)$$

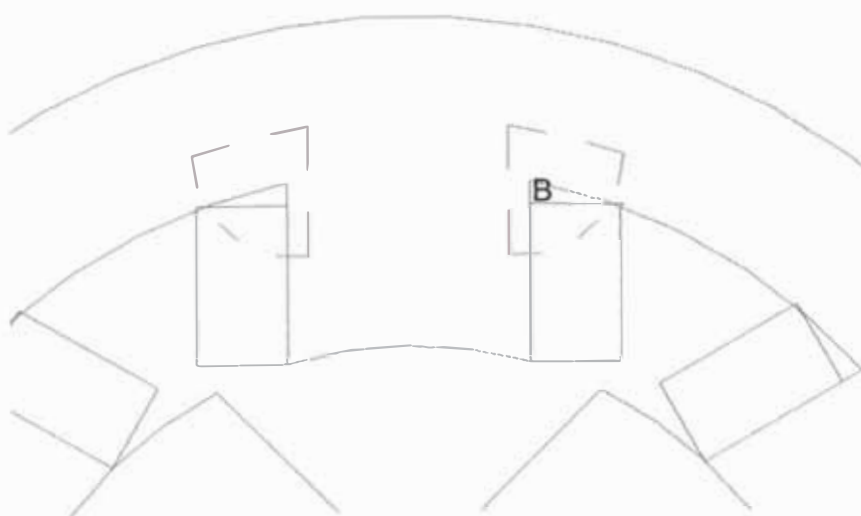


Fig. 4.17 Cálculo de la trayectoria 7

La longitud el yugo es aproximadamente

$$l_y = \frac{h_s}{4} \quad (4.104)$$

La reluctancia de la trayectoria 7 en el entrehierro es dada por:

$$\mathfrak{R}_7 = \frac{l_7}{\mu_o A_7} \quad (4.105)$$

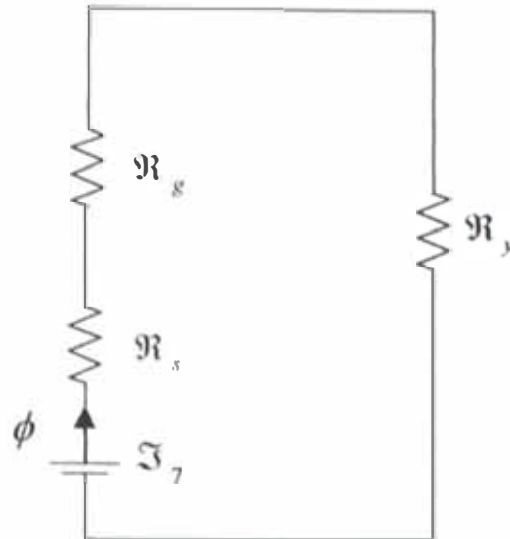


Fig. 4.18 Circuito de reluctancia de la trayectoria 7

La permeancia se calcula como:

$$P_7 = \frac{1}{\mathfrak{R}_7} \quad (4.106)$$

Haciendo uso de la Fig. 4.18 la ecuación del circuito magnético se puede escribir como

$$\mathfrak{F}_7 = \frac{N_{ph}i}{4} = \mathfrak{R}_l\phi = H_s l_s + \frac{B_s A_7}{P_7} + H_y l_y \quad (4.107)$$

La inductancia en la posición de desalineamiento se calcula como:

$$L_{u7} = \mathfrak{F}_7 \frac{B_s \min A_s}{i^2} \quad (4.108)$$

Finalmente la inductancia total en la posición de desalineamiento esta dada por:

$$L_u = L_{u1} + 2(L_{u2} + L_{u3} + L_{u4} + L_{u5}) + 4(L_{u6} + L_{u7}) \quad (4.109)$$

4.8. DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA DE DISEÑO

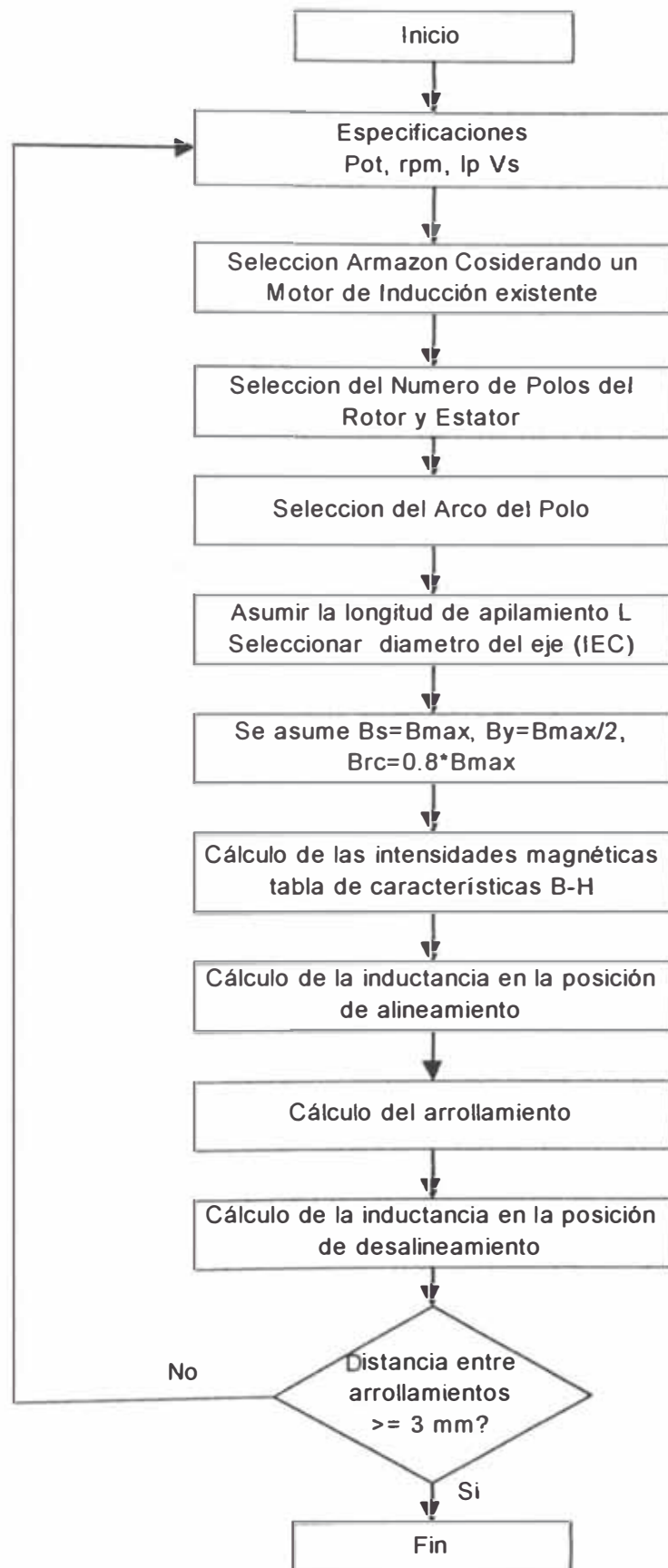


Fig. 4.19 Diagrama de flujo del programa de diseño del motor de reluctancia

CAPITULO V

SIMULACIÓN Y EVALUACIÓN DE UN SISTEMA VEHICULAR

En este capítulo se presenta como se ha realizado la evaluación del sistema vehicular propuesto, para esto se implementó el modelo no lineal del motor de reluctancia y se realizó la simulación del funcionamiento del vehículo para poder comparar el comportamiento del mismo bajo las condiciones de carga planteadas, para los diferentes ciclos de conducción.

Se presentan los resultados para las diferentes secuencias cinemáticas de un ciclo de conducción, en cada caso se calcula la corriente, la tensión, el torque en cada fase así como los ángulos de encendido y apagado, la descarga de la batería, la eficiencia y las pérdidas, parámetros que determinarán la aceptación del vehículo.

5.1. CARACTERÍSTICAS DEL SISTEMA

Se detallan a continuación las características del vehículo eléctrico y la ruta empleada para la simulación en las distintas rutas de conducción.

DATOS DEL MOTOR

Los datos del motor fueron obtenidos mediante el proceso de diseño detallado en el capítulo IV, los datos de tensión y corriente se asumen por ser valores empleados en aplicaciones automotrices.

Rg	= 4.500 cm	Radio del rotor
lstk	= 18.00 cm	Longitud de apilamiento
g	= 0.254 mm	Entrehierro
Rry	= 3.197 cm	Radio del yugo del rotor
Rsy	= 6.291 cm	Radio del yugo del estator

STF	= 0.90	Factor de apilamiento
Tph	= 8.0 vueltas	Número de vueltas en el arrollamiento
I	= 400.0 A	Corriente
V	= 270.0 volts	Tensión

CANTIDADES MAGNETICAS

μ_0	= $4e-7 \cdot \pi$;	Permeabilidad del vacío H/m
μ_r	= 3300;	Permeabilidad relativa del hierro (CoFe)
μ	= $\mu_r \cdot \mu_0$;	Permeabilidad del hierro H/m
Bsat	= 2.2;	Densidad de flujo de saturación (Tesla)
J	= 0.15;	Inercia del motor;
b	= $10e-4$;	Coefficiente de fricción viscosa

DATOS DE LA BATERIA

cb	= 645	A-hr
nb	= 1.35	

DATOS DEL VEHICULO

nmot	= 4	Numero de motores
GR	= 5.6	Relación de transmisión
rwh	= 0.28	Radio de las llantas en metros
Afv	= 2	Área frontal del vehículo en m ²
hg	= 0.5	Altura del centro de gravedad en metros
L	= 2.6	Distancia entre ejes de las llantas en metros
L2	= 1.56	Distancia del c.g. al eje posterior en metros
mas	= 1172	Masa del vehículo en kg
km	= 1.1	Coefficiente de inercia rotacional
f	= 0.009	Coefficiente de resistencia al rozamiento
Cw	= 0.2	Coefficiente de resistencia aerodinámica
uu	= 1.0212	Coefficiente de deslizamiento de las llantas
pe	= 1.293	Densidad del aire kg/m ³

grav	= 9.81	Aceleración de la gravedad
ga	= 1.2*pi/180	Angulo de la pendiente;
vo	= 0	Velocidad del viento en m/s

5.2. MODELOS Y PARÁMETROS EMPLEADOS

5.2.1. MODELO NO LINEAL DEL MOTOR DE RELUCTANCIA

El voltaje aplicado a la máquina de reluctancia esta dado por [11] , [12]:

$$V = R * iph + \frac{d\lambda}{dt} \quad (5.1)$$

donde

V : Voltaje en terminales

iph : Corriente de fase

R : Resistencia de arrollamiento

λ : Flujo entre arrollamientos

Debido a la construcción del motor de reluctancia y al efecto de saturación magnética se tiene:

$$\frac{d\lambda}{dt} = \frac{\partial \lambda}{\partial iph} \frac{diph}{dt} + \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (5.2)$$

donde:

$\frac{\partial \lambda}{\partial i}$: Se define como L(θ ,I) inductancia instantánea

$\frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt}$: Fuerza contraelectromotriz

Entonces la ec. de voltaje sería:

$$V = R^* I + \frac{\partial \lambda}{\partial iph} \frac{diph}{dt} + \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (5.3)$$

Se sabe que $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ (5.4)

Remplazando (5.3) en (5.4).

$$V = R^* iph + \frac{\partial \lambda}{\partial iph} \frac{diph}{dt} + \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \omega \quad (5.5)$$

$$\frac{\partial \lambda}{\partial iph} \frac{diph}{dt} = V - R^* iph - \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \omega \quad (5.6)$$

Finalmente.

$$\frac{diph}{dt} = \frac{1}{\partial \lambda / \partial iph} \left(V - R^* iph - \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \omega \right) \quad (5.7)$$

Entonces las ecs que describen el modelo no lineal del motor de reluctancia serian

$$\frac{diph}{dt} = \frac{1}{\partial \lambda / \partial iph} \left(V - R^* iph - \frac{\partial \lambda}{\partial \theta} \omega \right) \quad (5.8)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (5.9)$$

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{\partial W'}{\partial \theta} - TL - B \frac{d\theta}{dt} \quad (5.10)$$

Donde:

V : Voltaje en terminales

iph : Corriente de fase

- R : Resistencia ce arrollamiento
- ω : Velocidad angular
- θ : Posición angular del rotor
- J : Inercia del rotor
- W' : Coenergía total, suma de la posición de alineamiento y desalineamiento
- TL : Torque de carga del motor
- B : Coeficiente de fricción viscosa

5.2.2. MODELO DE LA BATERIA

Se tiene un algoritmo de predicción de la autonomía del vehículo basado en el modelo de descarga fraccional de las baterías, este modelo está basado en la ecuación de Peukert, dada por

$$dod(t) = \left[\int_{t_0}^t \frac{i^n}{C} dt \right] * 100\% \quad (5.11)$$

Donde dod = profundidad de descarga, n y c son las constante de la batería las cuales pueden ser extraídas de las curvas corriente versus tiempo de descarga de la batería, con $dod(t_0) =$ cuando la batería esta totalmente cargada en $t = t_0$.

Para el caso de la batería ESB-EV106 [11], se tiene que $n = 1.35$ y $c = 645$ A-hr.

5.2.3. MODELO DE LA CARGA DE CAMINO

La información de la ruta requerida para modelar la carga de camino está dada a través de la gradiente la cual se obtiene de cada ruta, y de la distancia recorrida, está dada por el tipo de ciclo de conducción.

5.2.4. MODELO DEL CONTROL

El modelo de control consiste en un regulador de velocidad PI, una conmutación de fases, y el control de corriente por histéresis. La velocidad del vehículo se convierte a velocidad angular del motor usando para ello la relación de transformación y el radio de las llantas como sigue

$$\omega_m = GR \frac{V_{xt}}{rwh} \quad (5.12)$$

donde ω_m es la velocidad del motor en rad/seg, GR es la relación de transformación y rwh es el radio de las llantas del vehículo. La salida del regulador de velocidad PI sirve como corriente de referencia, y esta como entrada al motor.

La corriente y la velocidad se usan para determinar el punto de conmutación, esta conmutación de fases hace que sólo una fase a la vez sea la encargada de producir el torque, usando además para ello la información de la posición del rotor.

La corriente de fase es controlada por histéresis para producción del torque, esta corriente es llevada a cero lo mas rápidamente posible a fin de minimizar las pérdidas. La siguiente fase es encendida de acuerdo al cálculo del ángulo de avance θ_{adv} , de tal manera que solo una fase use el control por histéresis en un instante dado.

La conmutación debe hacerse de tal manera que la corriente alcance su valor máximo al inicio del traslape del rotor y estator, para lo cual se usa la señal generada por el control de corriente, la corriente de fase, la posición del rotor, la corriente de referencia y el algoritmo de control.

5.2.5. DIAGNOSTICO DEL VEHÍCULO

El diagnóstico del vehículo es el encargado de calcular las pérdidas, la eficiencia y el factor de potencia del motor de reluctancia, lo cual además es importante durante el proceso de diseño.

Estas pérdidas incluyen las pérdidas en el cobre del estator, las pérdidas por fricción y rozamiento. La entrada de corriente rms se usa para calcular las pérdidas en el cobre del estator, las pérdidas en el núcleo son calculadas en base a [25]. Las pérdidas por fricción y rozamiento son calculadas a partir de:

$$P_{FW} = K_{FW} \omega^2 \quad (5.13)$$

Conocidas las pérdidas, la eficiencia es fácilmente calculable, el factor de potencia se define como:

$$PF = \frac{T_{avg} \omega_m}{V_{dc} I_{rms}} \quad (5.14)$$

donde T_{avg} es el torque promedio sobre un periodo eléctrico.

5.2.6. NORMAS SAE

El vehículo eléctrico simulado ha sido probado bajo los parámetros de conducción de SAE(Society of Automotive Engineers). Cada ciclo de conducción como se dijo anteriormente consta de un periodo de aceleración, periodo de crucero, periodo de coasting (frenado no regenerativo), un periodo de frenado, y un tiempo en el cual el motor funciona en vacío, es decir con el vehículo detenido.

Los parámetros de los ciclos de conducción según SAE son mostrados en la tabla siguiente [11]:

Tabla 5.1: Parámetros de prueba

Parámetros de prueba	SAE		
	B	C	D
Vel. máxima, V, mph	20	30	45
T. de aceleración (seg)	19	18	28
Cruise time (seg)	19	20	50
Coast time (seg)	4	8	10
Brake time (seg)	5	9	9
Idle time (seg)	25	25	25
Tiempo total (seg)	72	80	122
Nro de ciclos aprox./ milla	4 – 5	3	1

5.3. DIAGRAMAS DE FLUJO Y DE BLOQUES

Las Figs. 5.1 a 5.7 muestran los diagramas de flujo del programa de simulación y los diagramas de bloques del sistema vehicular simulado.

Vehículo Eléctrico con Motor de Reluctancia

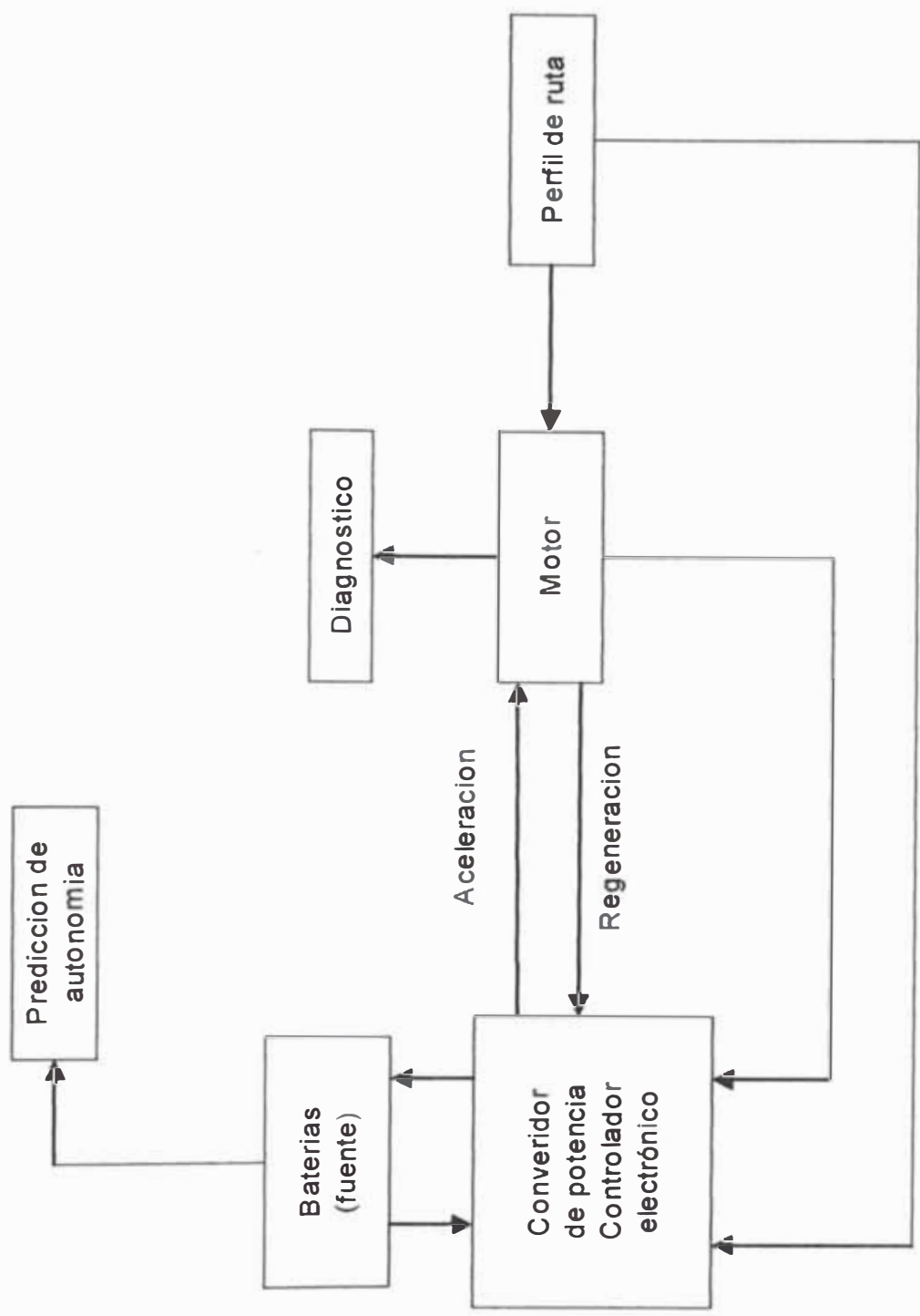


Fig. 5.1. Diagrama de flujo para el vehículo eléctrico con motor de reluctancia

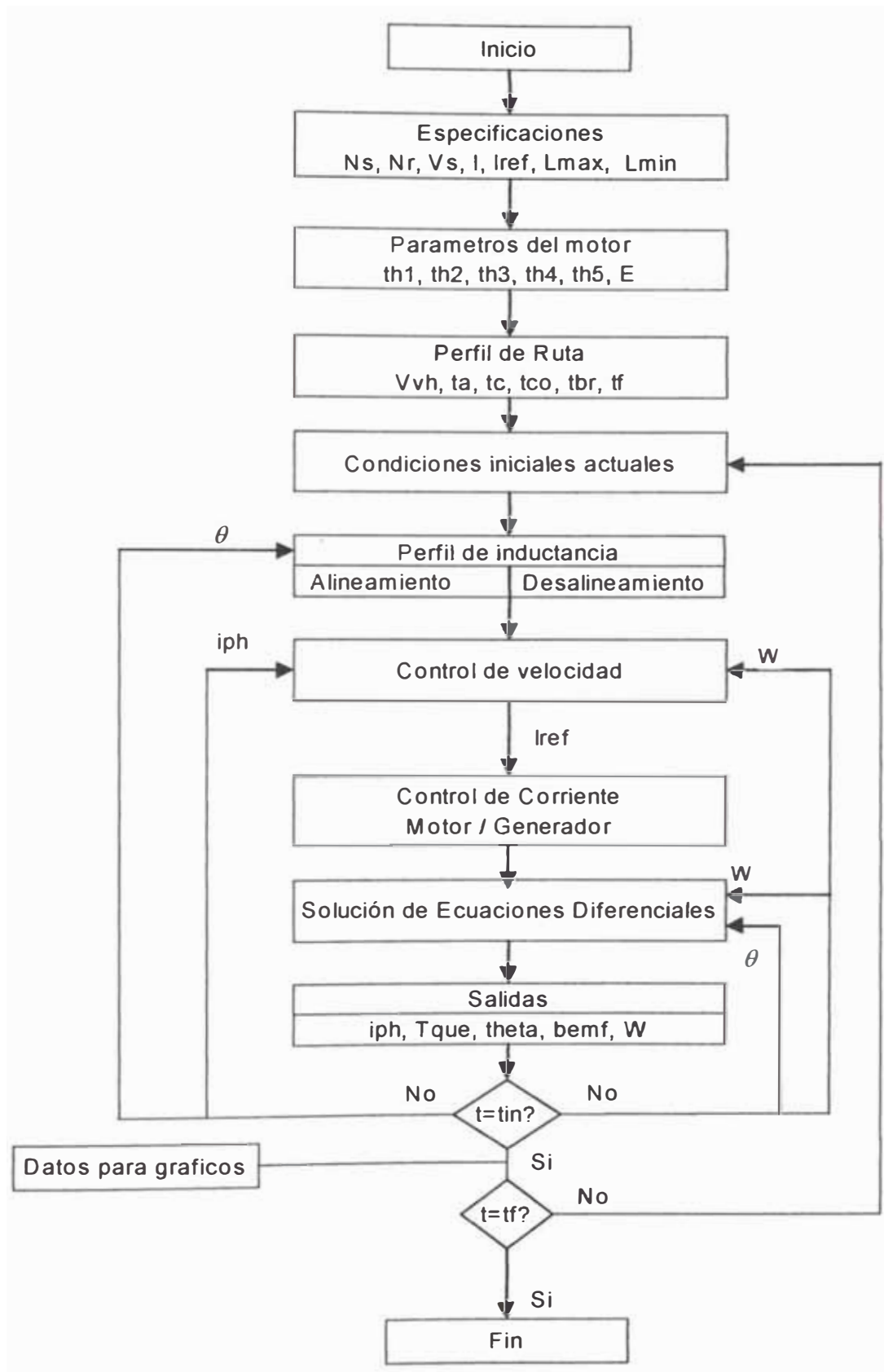


Fig. 5.2. Diagrama de flujo del programa de simulación para el modelo lineal del motor de reluctancia

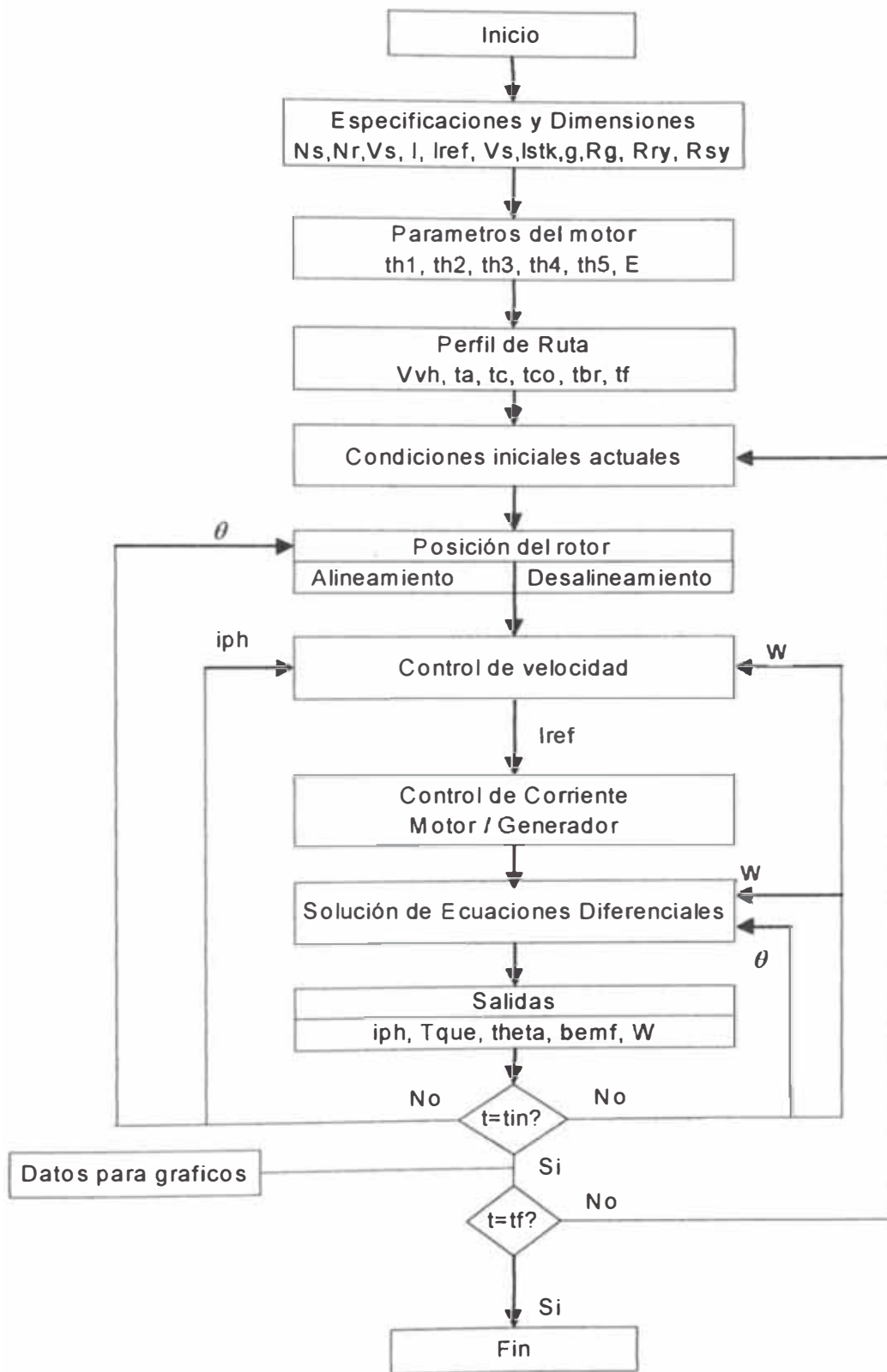


Fig. 5.3. Diagrama de flujo del programa de simulación para el modelo no lineal del motor de reluctancia

5.4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN HACIENDO USO DE MATLAB

El mejor parámetro para calcular el desempeño de un vehículo es la carga de camino la cual varía en cada ciclo de conducción, en este trabajo se realizó la simulación del modelo mecánico eléctrico integrado, con la finalidad de obtener el comportamiento de todas las variables.

5.4.1. RESULTADOS DE DIAGNOSTICO DEL VEHÍCULO

Los resultados de diagnostico, durante la aceleración del vehículo se muestran en la siguientes figuras:

En la Fig. 5.8. se puede ver que el torque promedio disminuye al aumentar la velocidad del vehículo, a partir de la velocidad base del motor, siguiendo el perfil típico del toque para un motor eléctrico. Se puede ver además oscilaciones en el torque las cuales se reflejaran también en los parámetros que dependan de estas.

La Fig. 5.9. muestra la corriente rms, la cual disminuye con la velocidad, después de haber entrado a la zona de operación a potencia constante, luego vuelve a aumentar ligeramente para vencer la resistencia aerodinámica que como se sabe aumenta al aumentar la velocidad del vehículo

En la Fig. 5.10. se muestra el perfil de la tensión rms, como se puede ver esta aumenta con la velocidad hasta cierto valor y luego disminuye nuevamente pasando los 800 rad/seg.

En la Fig. 5.11. se muestra el perfil del factor de potencia, se puede ver que este mejora con la velocidad, lo cual es una ventaja para la maquina. Este mejoramiento del factor de potencia puede ser atribuido a la gran capacidad de almacenamiento de energía de la maquina a altas velocidades, se puede notar

que este valor es bajo pero es comparable a otras maquina de reluctancia que se encuentran en las referencias [6] y [29].

En la Fig. 5.12. se puede ver que la eficiencia mejora con la velocidad del motor, esto se debe a que las pérdidas dependen principalmente de la corriente rms, la cual disminuye con la velocidad del motor cuando entra en la operación a potencia constante, las oscilaciones se deben a las oscilaciones del torque average

La Fig. 5.13. muestra el paso del modo pulsado (a) al modo de pulso simple (b) de la tensión para el funcionamiento a altas velocidades (rojo – corriente, azul – tensión, negro – inductancia)

Finalmente en la Fig. 5.14. se puede ver cambio de la operación como motor a la operación como generador, se ve además en la operación como generador el cambio de la conmutación suave a la conmutación dura (rojo – corriente, azul – tensión, negro – inductancia)

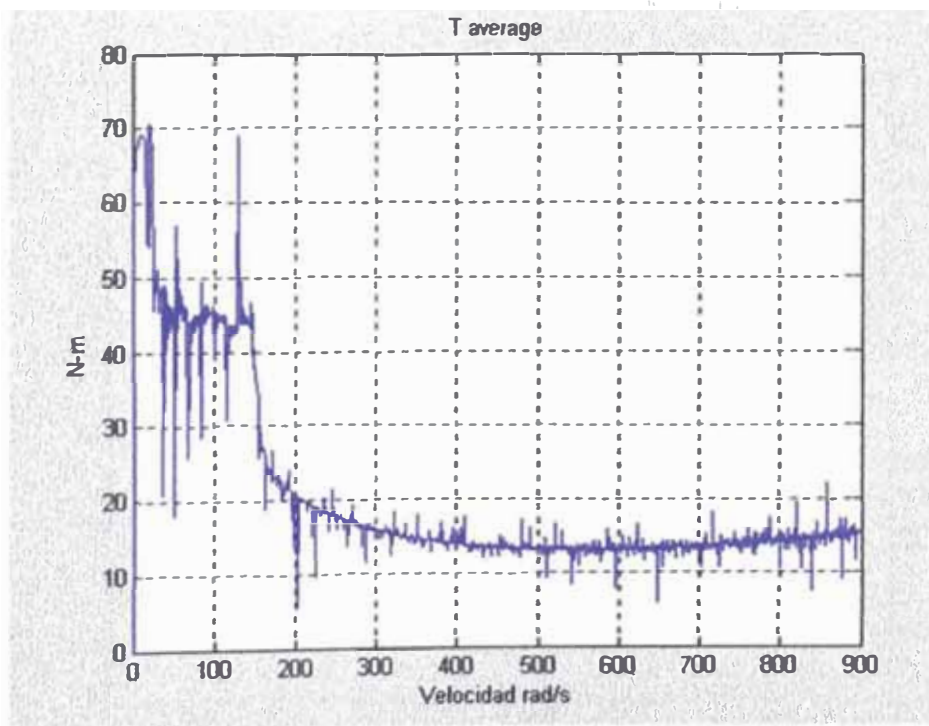


Fig. 5.8. Torque promedio versus velocidad angular

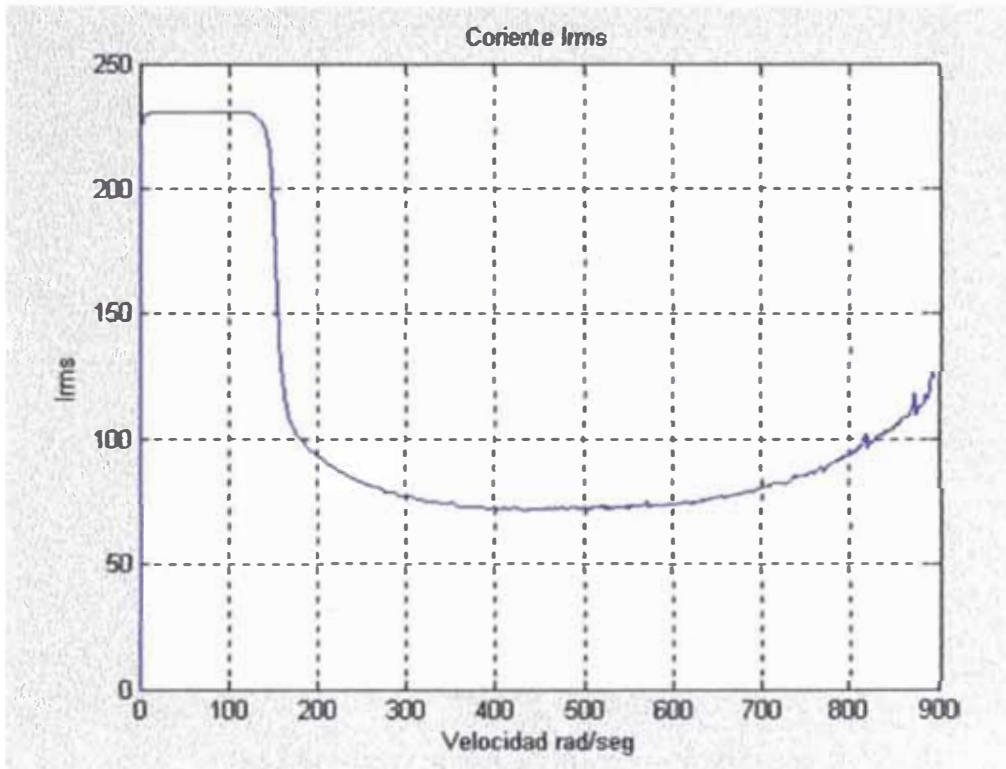


Fig. 5.9. Corriente rms versus velocidad angular

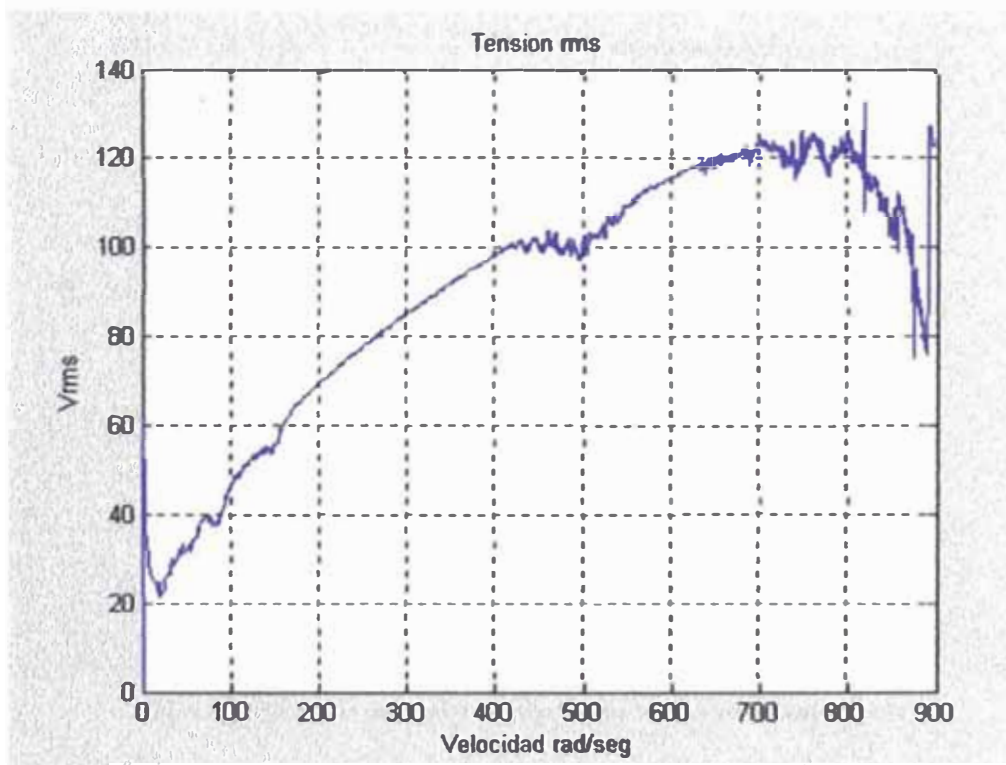


Fig. 5.10. Tensión rms versus velocidad angular

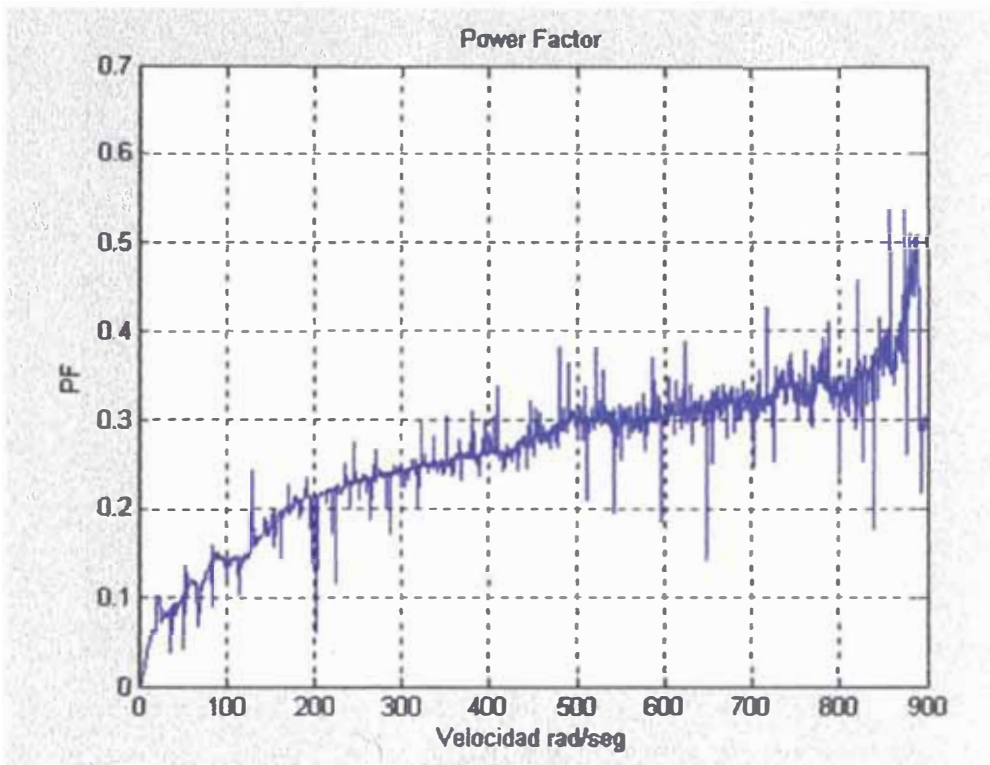


Fig. 5.11. Factor de potencia del motor de reluctancia

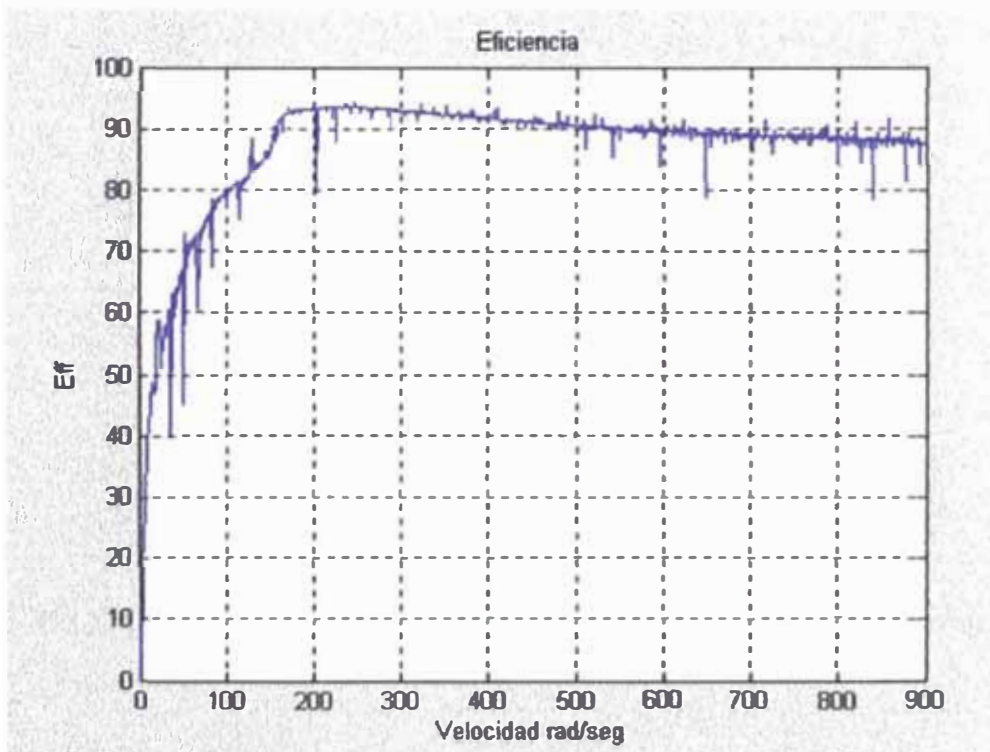
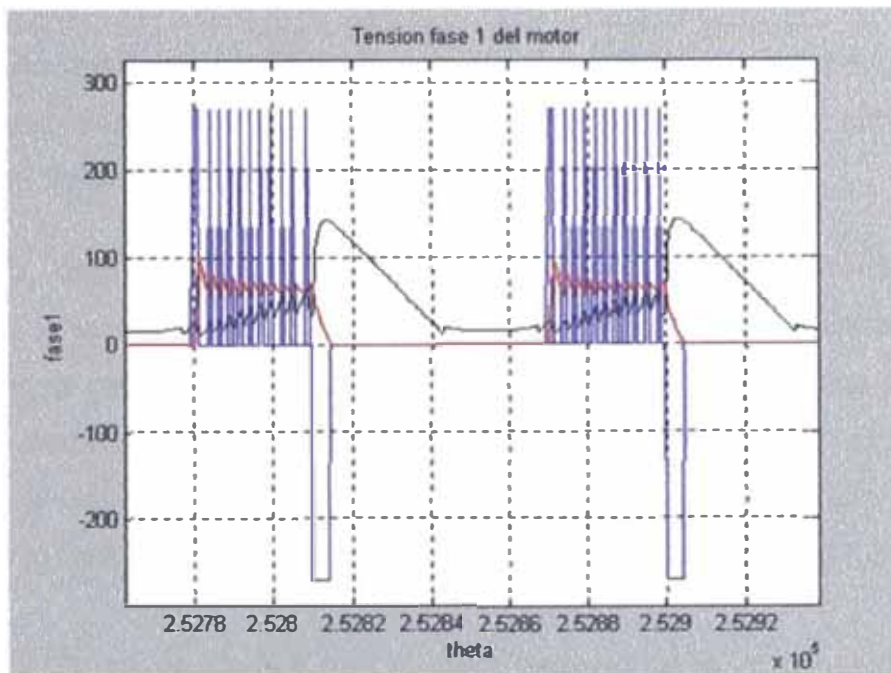
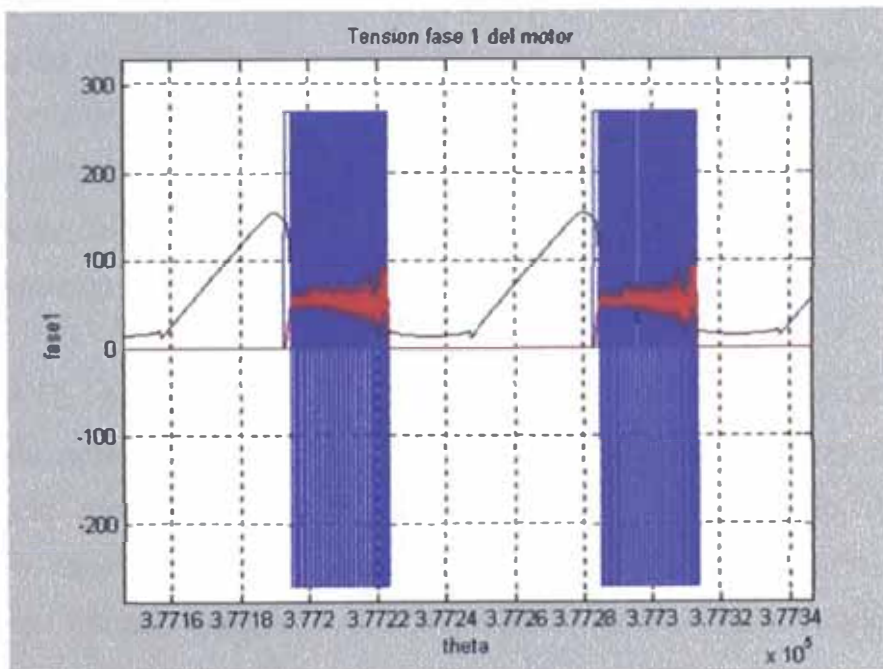


Fig. 5.12. Eficiencia del motor de reluctancia versus velocidad angular



a)



b)

Fig. 5.14. Operación de la maquina de reluctancia como a) motor, b) Generador

5.4.2. RESULTADOS PARA EL CICLO DE CONDUCCIÓN URBANO

Los resultados obtenidos de la simulación del funcionamiento del vehículo durante las diferentes secuencias cinemáticas del ciclo de conducción urbano (B) se muestran en las siguientes figuras:

La Fig. 5.15. muestra que el ancho de los pulsos positivos y negativo de la forma de onda de la tensión es mayor durante el periodo de crucero, durante el periodo de coasting el perfil de tensión es en forma de pulso simple, mientras que en el periodo de frenado el motor está funcionando como generador, en el periodo idle el perfil es el mismo que en el periodo de aceleración, el motor gira a velocidad mínima por lo tanto el ancho del pulso negativo de forma de onda es mínimo

En la Fig. 5.16. se puede ver que el valor máximo de la corriente disminuye al aumentar la velocidad, en el periodo de aceleración y crucero el perfil de la corriente es similar, este cambia en el coasting en el que solo son pulsos simples por tratarse de un frenado no regenerativo, en el periodo de frenado la corriente aumenta hasta un valor máximo y disminuye nuevamente a fin de conseguir el frenado del vehículo en el tiempo requerido, finalmente en el periodo idle el perfil de corriente es similar al de la aceleración pero de menor magnitud por tratarse de un funcionamiento en vacío del motor.

En la Fig. 5.17. se puede observar en el periodo de aceleración y crucero que la magnitud del torque disminuye con la velocidad, durante el coasting se puede ver que toma una forma de onda en forma de pulsos, por tratarse de un frenado no regenerativo, a diferencia del periodo de frenado en que el torque es negativo por tratarse de un frenado regenerativo, finalmente el periodo idle el torque es mínimo, el motor esta funcionando en vacío.

La Fig. 5.18 muestra el perfil de velocidad del vehículo simulado, se puede notar que este sigue los parámetros descritos por SAE para el ciclo de conducción B, una aceleración hasta 8.94 m/s, un periodo de crucero en que la velocidad

permanece constante, luego un periodo coasting en que la velocidad disminuye por efecto solo de la carga de camino seguido por un frenado regenerativo y finalmente un periodo en que el vehículo se encuentra detenido.

En la Fig. 5.19. se muestra que la velocidad angular del motor sigue el mismo perfil de la velocidad del vehículo, por estar relacionados entre ambas, hasta el periodo de frenado, en el periodo idle el motor sigue su funcionamiento en vacío

La Fig. 5.20. muestra el perfil de descarga de la batería, se nota que existe una gran pendiente negativa durante el periodo de aceleración, disminuye en el periodo de cruceo debido a que la velocidad es constante, la descarga es menor en el coasting ya que el vehículo disminuye su velocidad, en el periodo de frenado existe una pendiente positiva, las baterías se recargan por tratarse de un frenado regenerativo, y finalmente una pequeña pendiente negativa en el periodo idle por tratarse de un funcionamiento en vacío del motor.

Finalmente la Fig. 5.21. muestra que el perfil de inductancia es similar durante el periodo de aceleración y cruceo del vehículo, toma un valor máximo y disminuye gradualmente hasta su valor mínimo, las oscilaciones que se presentan se debe a la forma de onda de la corriente, este perfil cambia en el coasting en que la inductancia aumenta gradualmente hasta el valor máximo y disminuye también gradualmente hasta su valor mínimo, cambia con el frenado en que aumenta hasta el valor máximo y cae gradualmente al valor mínimo, en el periodo idle (funcionamiento del motor en vacío) el perfil es el mismo que en el coasting.

Adicionalmente en la Fig. 5.22 se muestra el perfil de la fuerza contraelectromotriz, se puede ver que esta aumenta con la velocidad y que tiene un valor negativo durante el periodo de frenado en que la maquina está operando como generador, los pulsos negativos en el periodo de aceleración y cruceo se deben a que la corriente ha alcanzado la zona en que el rotor y el estator están saliendo del alineamiento (zona de pendiente negativa de la inductancia), el hecho

que la fuerza contraelectromotriz sea negativa en esta zona contribuirá a la desmagnetización de la fase.

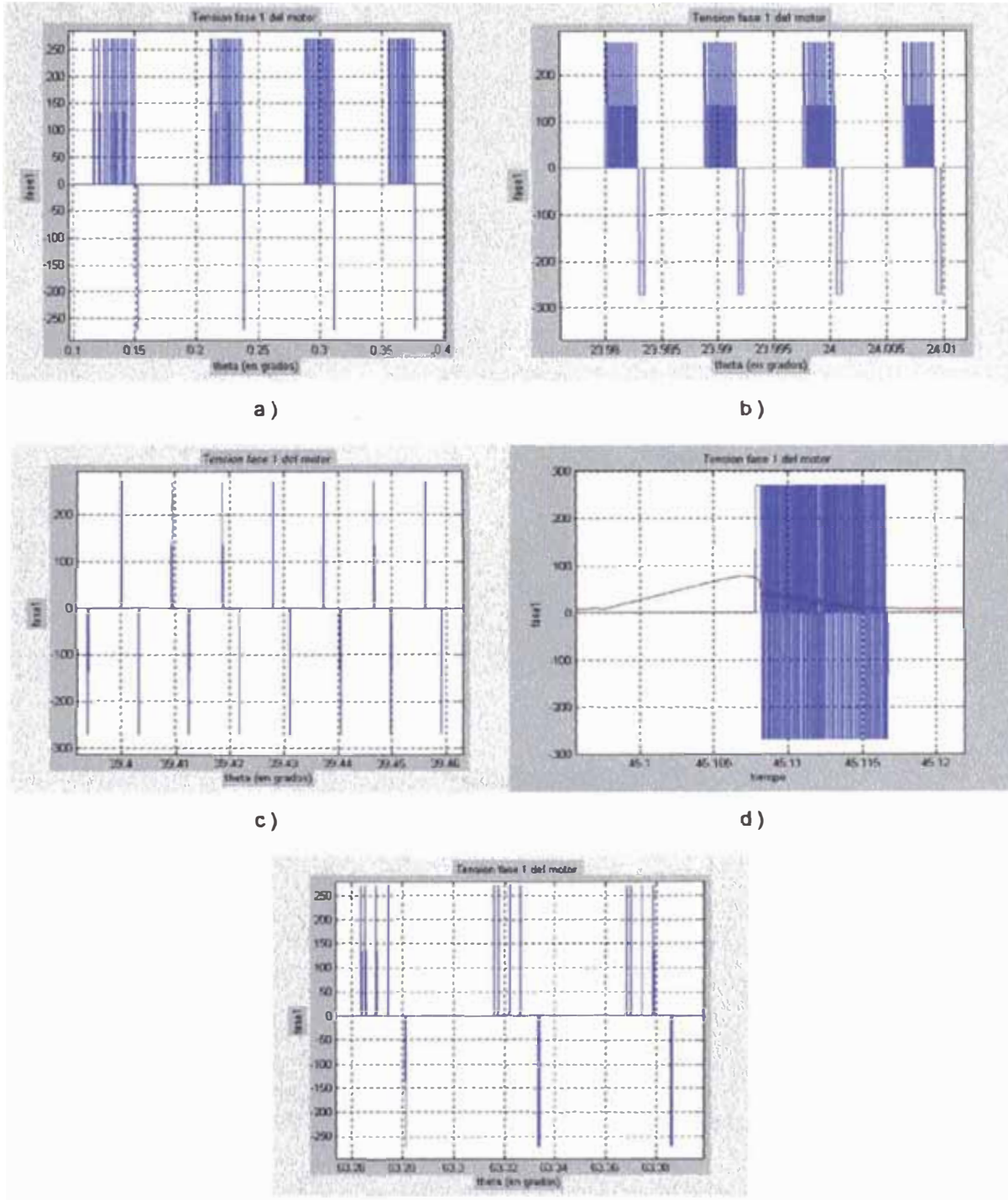
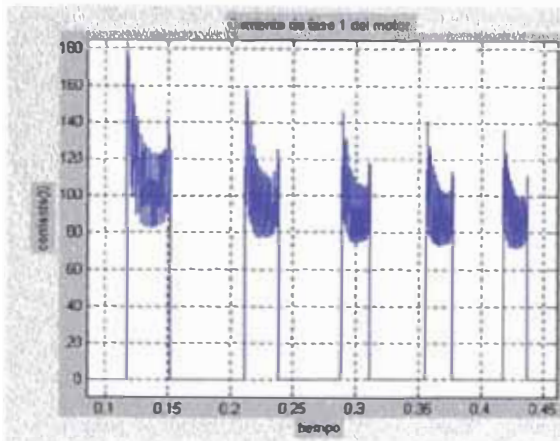
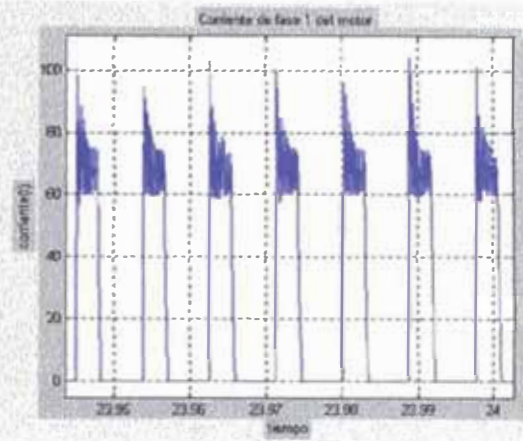


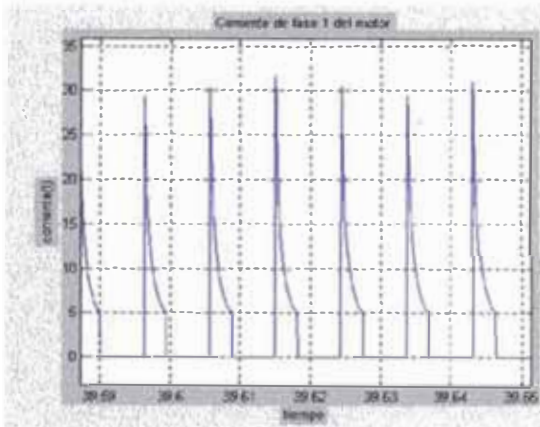
Fig. 5.15 Tensión de fase 1 para el ciclo de conducción B durante el periodo a) aceleración b) cruceo c) coasting d) frenado e) idle (funcionamiento en vacío del motor) del vehículo



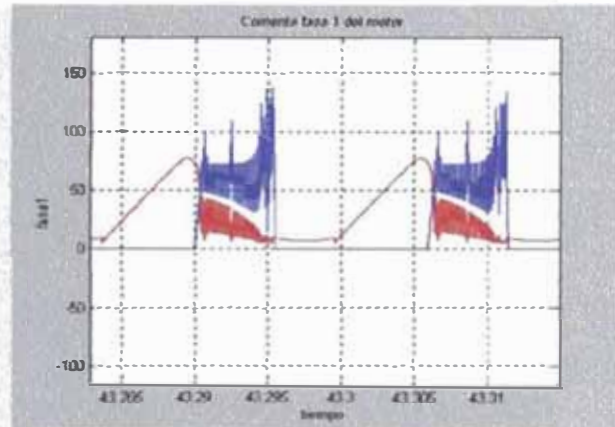
a)



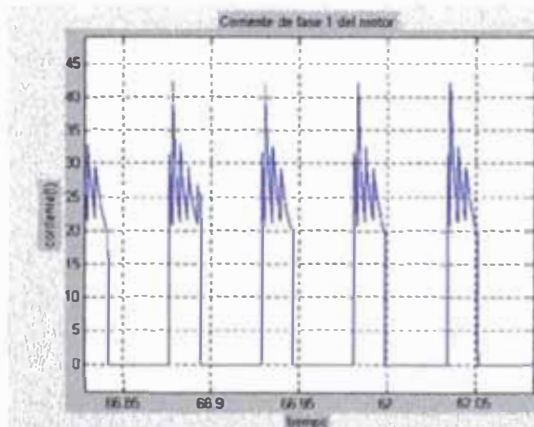
b)



c)



d)



e)

Fig. 5.16. Corriente de fase 1 para el ciclo de conducción B durante el periodo de a) aceleración b) crucero c) coasting d) frenado e) idle (funcionamiento en vacío del motor) del vehículo

5.4.2.1. Resultados de desempeño del vehículo

Los resultados obtenidos de la simulación del funcionamiento del vehículo, así como la fracción de descarga de la batería por ciclo y la distancia máxima que el vehículo podría recorrer con una carga completa dentro de un ciclo de conducción urbano (B) se detallan a continuación, estos son dados directamente por el programa de simulación:

RENDIMIENTO DEL VEHICULO:

Numero de motores(modelo no lineal) = 4.000000 mots

Velocidad de crucero del vehículo = 8.940000 m/seg

Fracción de descarga de batería en cada ciclo de conducción = 0.002305

Numero de ciclos para total descarga = 433.915150 ciclos

Distancia máxima a recorrer = 145.387971 Km

5.4.3. RESULTADOS PARA EL CICLO DE CONDUCCIÓN CARRETERA

Los resultados obtenidos de la simulación del funcionamiento para las diferentes secuencias cinemáticas del vehículo en el ciclo de conducción carretera (C) se muestran en las siguientes figuras:

La Fig. 5.23 muestra que el ancho de los pulsos positivos y negativo de la forma de onda de la tensión es mayor durante el periodo de crucero, durante el periodo de coasting el perfil de tensión es en forma de pulso simple, mientras que en el periodo de frenado el motor está funcionando como generador, en el periodo idle el perfil es el mismo que en el periodo de aceleración, el motor gira a velocidad mínima por lo tanto el ancho del pulso negativo de forma de onda es mínimo, se puede notar que es similar al ciclo de conducción urbano.

En la Fig. 5.24. se puede ver que el valor máximo de la corriente disminuye al aumentar la velocidad, en el periodo de aceleración y crucero el perfil de la corriente es similar, pero puede notarse que los picos de la corriente son de menor valor al del ciclo de conducción urbano, por estar operando en la zona de potencia constante a mayor velocidad, el perfil de corriente en el coasting es en forma de pulsos simples por tratarse de un frenado no regenerativo, en el periodo de frenado la corriente aumenta hasta un valor máximo y disminuye nuevamente a fin de conseguir el frenado del vehículo en el tiempo requerido, finalmente en el periodo idle el perfil de corriente es el mismo de la aceleración con menor valor por estar el motor funcionado en vacío

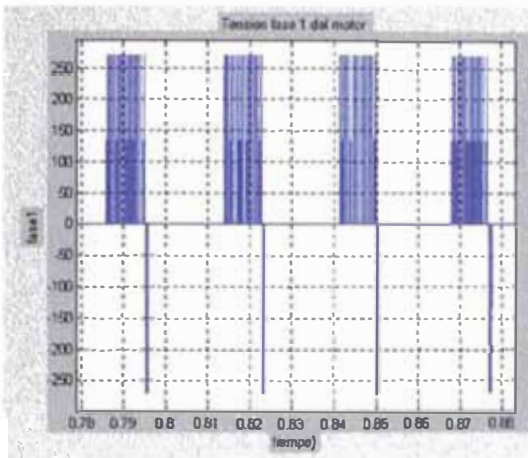
En la Fig. 5.25. se puede observar en el periodo de aceleración y crucero que la magnitud del torque disminuye con la velocidad, al igual que en el caso de la corriente el torque es menor en esta secuencia, durante el coasting se puede ver una forma de onda en forma de pulsos, se trata de un frenado no regenerativo, a diferencia del periodo de frenado en que el torque es negativo en que existe un frenado regenerativo, finalmente en el periodo idle el torque es mínimo, el motor esta funcionando en vacío.

La Fig. 5.26 muestra el perfil de velocidad del vehículo simulado, se puede notar que sigue los parámetros descritos por SAE para el ciclo de conducción C, una aceleración hasta 13.4 m/s, un periodo de crucero en que la velocidad permanece constante, luego un periodo coasting en que la velocidad disminuye por efecto solo de la carga de camino seguido por un frenado regenerativo y finalmente un periodo en que el vehículo se encuentra detenido

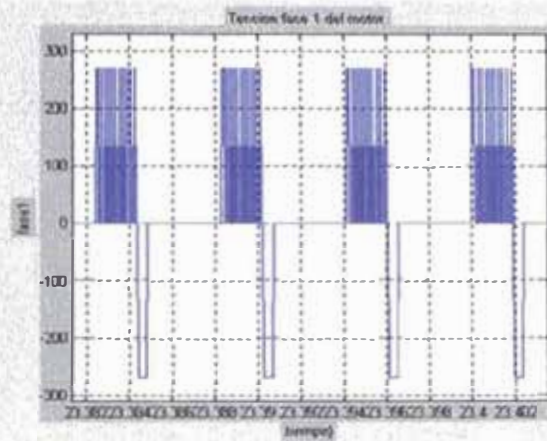
En la Fig. 5.27 se muestra que la velocidad angular del motor sigue el mismo perfil de la velocidad del vehículo por estar relacionados entre ambas hasta el periodo de frenado, en el periodo idle el motor sigue su funcionamiento en vacío al igual que en ciclo de conducción urbano.

La Fig. 5.28. muestra el perfil de descarga de la batería, se nota que existe una gran pendiente negativa durante el periodo de aceleración, mayor a la que se mostraba para el ciclo de conducción urbano, esto se debe a que la aceleración del vehículo es mayor, la pendiente de descarga disminuye en el periodo de crucero debido a que la velocidad es constante, la descarga es menor en el coasting debido a que el vehículo disminuye su velocidad, en el periodo de frenado existe una pendiente positiva, las baterías se recargan por tratarse de un frenado regenerativo, y finalmente una pendiente negativa pequeña en el periodo idle por tratarse del funcionamiento del motor en vacío

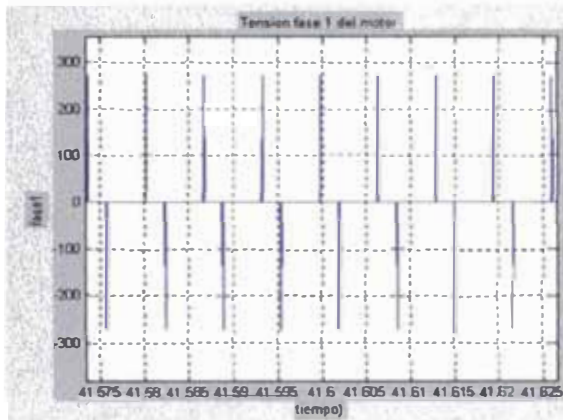
Finalmente la Fig. 5.29. muestra que el perfil de inductancia es similar durante el periodo de aceleración y crucero del vehículo, toma su valor máximo y disminuye gradualmente hasta su valor mínimo, las oscilaciones que se presentan se debe a la forma de onda de la corriente, este perfil cambia en el coasting en que la inductancia aumenta gradualmente hasta su valor máximo y disminuye también gradualmente hasta su valor mínimo, vuelve a cambiar en el frenado en que aumenta hasta el valor máximo y cae gradualmente a su valor mínimo, en el periodo idle el perfil es el mismo que en el coasting.



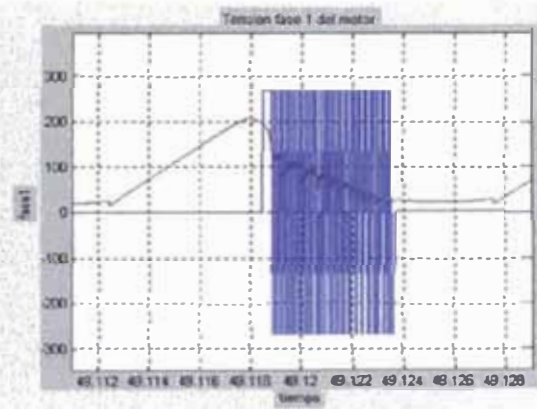
a)



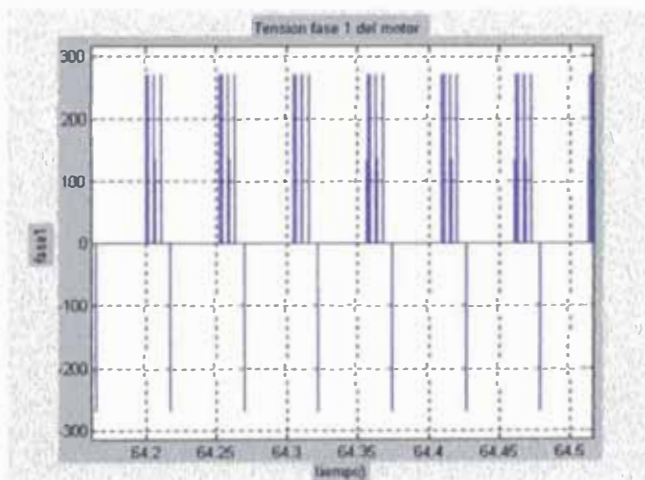
b)



c)



d)



e)

Fig. 5.23 Tensión de fase 1 para el ciclo de conducción C durante el periodo a) aceleración b) crucero c) coasting d) frenado e) idle (funcionamiento en vacío del motor) del vehículo

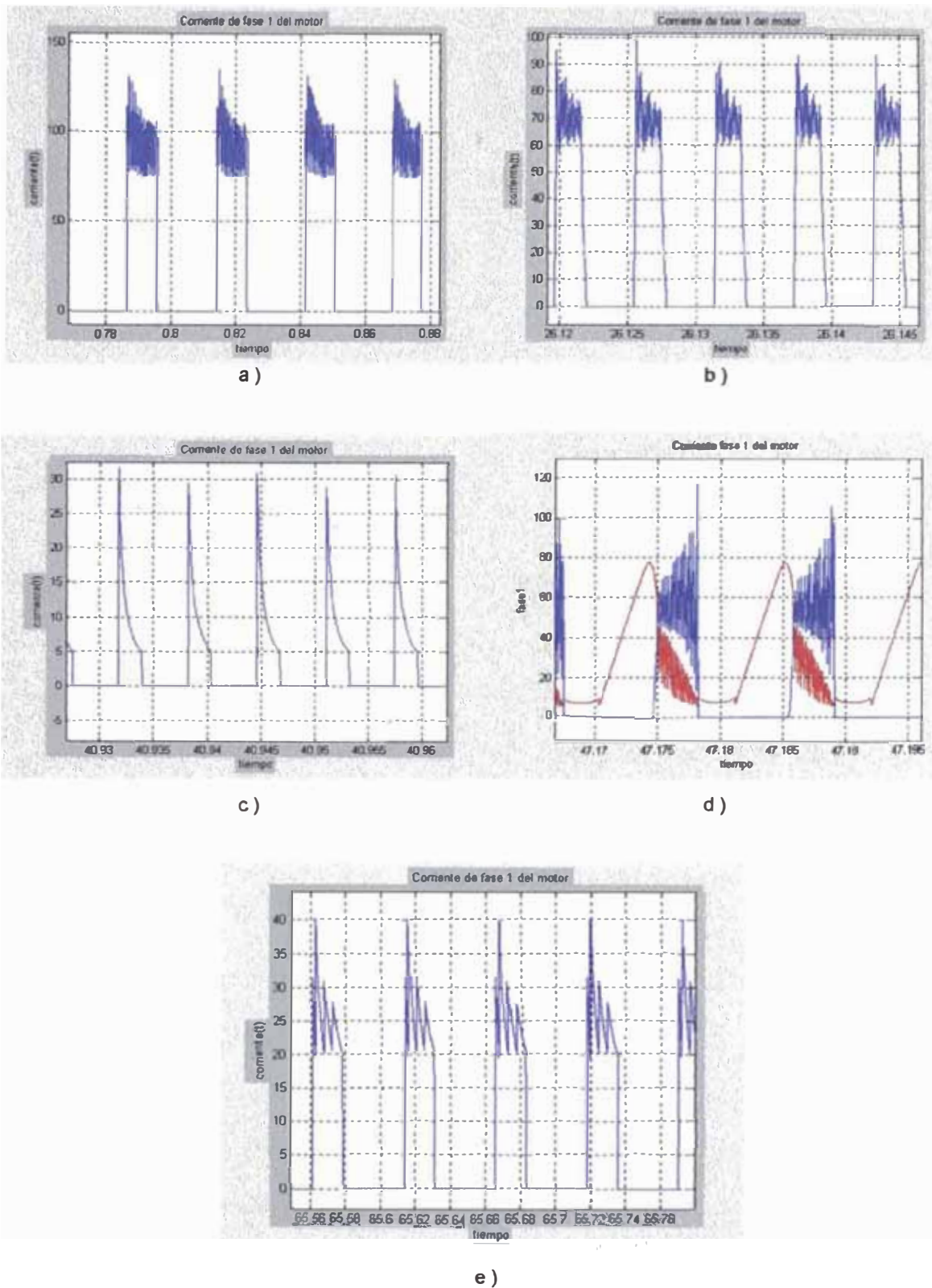


Fig. 5.24. Corriente de fase 1 para el ciclo de conducción C durante el periodo de a) aceleración b) crucero c) coasting d) frenado e) idle (funcionamiento en vacío del motor) del vehículo

5.4.3.1. Resultados de desempeño del vehículo

Los resultados obtenidos de la simulación del funcionamiento del vehículo, así como la fracción de descarga de la batería por ciclo y la distancia máxima que el vehículo podría recorrer con una carga completa dentro de un ciclo de conducción carretera (C) se detallan a continuación, al igual que en el ciclo urbano también son dados directamente por el programa de simulación:

RENDIMIENTO DEL VEHICULO:

Numero de motores (modelo lineal) = 4.000000 mots

Velocidad de cruceo del vehículo = 13.400000 m/seg

Fracción de descarga de batería en cada ciclo de conducción = 0.002436

Numero de ciclos para total descarga = 410.558896 ciclos

Distancia máxima a recorrer = 231.680680 Km

Se puede notar que la variación de la fracción de descarga de la batería comparada con la del ciclo urbano es mínima, esto se debe a que la velocidad del motor es mayor en este ciclo de conducción, y por estar operando en la zona de potencia constante el torque es menor y por lo tanto la corriente es menor también.

CONCLUSIONES

- El motor de reluctancia provee una atractiva solución para aplicaciones como:
 - Bombas de fluidos, ventiladores de vacío
 - Industrias de control de procesos
 - Vehículo eléctricos
 - Sistemas de frenado electromecánico
 - Sistemas arranque-generator
 - Operaciones de bombas de combustible
- Se hizo un análisis detallado del motor de reluctancia, haciendo uso del modelo no lineal y del modelo simplificado, para aplicación en vehículos eléctricos, basando este análisis en la simulación de diferentes condiciones de conducción observándose que el modelo computacional responde bien a todas las solicitudes.
- Las oscilaciones de torque en el motor de reluctancia es debido a su estructura de doble saliencia. La presencia de pendientes entre dos fases subsecuentes determina la presencia de oscilaciones.
- La idea del método de control implementado en esta tesis es el definir el ángulo de conmutación θ_c , en el cual dos fases adyacentes pueden producir el mismo torque para corrientes similares. En base a θ_c , se designa corrientes de referencia específica para cada fase, las cuales teóricamente debe ser capaces de eliminar las oscilaciones de torque. El hecho que el método de control asigna una fase dominante asegura que por las otras fases no circule corriente.
- Algunos vehículos especiales como es el caso de los vehículos militares por ejemplo, requieren la verificación de su desempeño en condiciones de conducción que son muy diferentes de las condiciones requeridas para vehículos de pasajeros.

- El algoritmo de control deberá regular continuamente la corriente, el ángulo de encendido, y el ángulo de apagado.
- Escoger un motor y su driver asociado es un proceso medianamente complejo. No sólo consiste en verificar los parámetros, la velocidad nominal, los requerimientos de torque y potencia. Este es sólo el primer paso, el segundo paso será el estudiar el desempeño dinámico requerido por el vehículo.
- El sistema simulado en matlab necesita de un gran tiempo de simulación debido al paso de integración empleado.

BIBLIOGRAFÍA

1. David Vogel, Michael Toffel and Diahanna Post , “Environmental Federalism in the European Union and the United States ”, International Conference on “Globalization and National Environmental Policy “, September 2003.
2. Z. Rahman, M. Ehsani and K. L. Butler, “ An Investigation of Electric Motor Drive Characteristics for EV and HEV Propulsion Systems”, SAE 2000-01-3062
3. Mehrdad Ehsani, Khwaja M. Rahman, “ Propulsión System Design of Electric and Hybrid Vehicles” IEEE Trans. on Industrial Electronics , vol. 44 No. 1, pp. 19-27, February 1997
4. C. C. Chan, K. T. Chau, “ An Overview of Power Electronics in Electric Vehicles” IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 44 No. 1, pp. 3-13, February 1997
5. Michael T. DiRenzo, “Switched Reluctance Motor Control – Basic Operation and Example Using the TMS320F240 “, Texas Instrument, Application Report, February 2000
6. Arthur V. Radun, “Design Considerations for the Switched Reluctance Motor” , IEEE Trans. Industry Applications, vol. 31, No 5, pp 1079-1087,Sept./Oct. 1995
7. Iqbal Husain, Arthur Radun, “Unbalanced Force calculation in Switched-Reluctance Machines”, IEEE Trans. on Magnetics vol. 36 No. 1, pp. 330-338, January 2000

8. Peter N. Materu, Ramu Krishnan, "Estimation of Switched Reluctance Motor Losses" IEEE Trans. on Industry Applications. Vol. 28, No. 3, pp. 668-679, May/June 1992
9. S. S. Ramamurthy, J. C. Balada, T. Ericson, " Sizing a switched reluctance Motor for Electric Vehicles"
10. David A. Torrey "Switched Reluctance Generator and Their Control" IEEE Trans. on Industrial Electronics , vol. 49 No. 1, pp. 3-14, February 2002
11. Iqbal Husain and Mohammad S. Islam, " Design, Modeling and Simulation of an Electric Vehicle System" , SAE 1999-01-1149
12. F. Soares, P.J. Costa Branco " Simulation of 6/4 Switched Reluctance Motor Based on Matlab/Simulink Environment", Laboratório de Mecatrónica, Instituto Superior Técnico
13. Iqbal Husain, M.Ehsani, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors Drives by PWM Current Control" IEEE Trans. on Power Electronics, vol 11, No 1, pp 83-88 January 1996
14. Loic LeCoz, " Evolution of Industrial Motor Control" Mitsubishi electric Europe B. V. 2001
15. Giuseppe S. Buja, Roberto Menis, " Variable structure Control of a SRM Drive" , Department of Electrotechnics and Informatics University of Trieste, Italy
16. Sayeed Mir, "Classification of SRM Converter Topologies for Automotive Applications", SAE 2000-01-0133

17. Hamid Ehsan Akhter, Virenka K. Sharma, " Performance Simulation for Switched reluctance Motor Drive System Operating With Fixed Angle Control Scheme" Electrimacs 2002
18. Peter Balazovic, "3-Phase Switched Reluctance Motor Control with Encoder Using 56F805", Designer Reference Manual
19. Yilmaz Sozer, David Torrey, Erkan Mese, " Automatic Control of Excitation Parameters for Switched –Reluctance Motor Drive"
20. Gabriel Gallegos-Lopez, James Walters and Kaushik Rajashekara, "Switched Reluctance Machine Control Strategies for Automotive Applications" SAE 2001-01-0955
21. Arthur Radun, " Switched Reluctance Generator and Their Control"
22. Thomas B. Gage, "Lead – Acid Optimal Design Batteries: Key to Electric Vehicle Commercialization "
23. CONAE, "Ficha Técnica: Vehículo Eléctrico"
24. Stephen W. Moore, Khwaja M. Rahman and Mehrdad Ehsani, " Effect on Vehicle Performance of Extending the Constant Power Region of Electric Drive Motors", SAE 1999-01-1152
25. Mehrdad Ehsani, Maria D. Bellar, and Alex J. Severinsky, "Evaluation of Soft Switching for EV and HEV Motor Drives" IEEE Trans. on Industrial Electronics Vol. 48, No. 1, pp. 82-90, February 2001
26. Z. Rahman, K. L. Butler and Ehsani, "Effect of Extended-Speed of Electric Drives on the Design and Performance of EV-HEV Propulsion System", SAE 200-01-1557

27. N. Dembsky, Y. Guezennec and A. Soliman, "Analysis and Experimental Refinement of Real-World Driving Cycles", 2002-01-0069
28. Praveen Vijayraghavan, "Design of Switched Reluctance Motors and Development of a Universal Controller for Switched Reluctance and Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives" , Phd. Thesis, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, November 2001
29. W Wu, H C Lovatt, J B Dunlop, " Optimization of switched reluctance Motors for hibrid electric Vehicles" CSIRO Telecommunications & Industrial Physics, Australia