

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITOPAL

DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA

"DISEÑO Y MODELADO DE UN MOTOR LINEAL DE INDUCCION PARA
PROPULSION MAGNETICA DE UN VEHICULO".

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

ESPECIALIZACION: POTENCIA

Presentada por:

HUMBERTO CARBO GIL

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA
DEL LITOPAL
DEPARTAMENTO DE INGENIERIA
ELECTRICA
Inv. No. ELE-SP-123-1

Guayaquil - Ecuador
1981

AGRADECIMIENTO

AL ING. CARLOS BECERRA ESCUDERO,
Director de Tesis, por su ayuda y
colaboración para la realización -
de este trabajo.

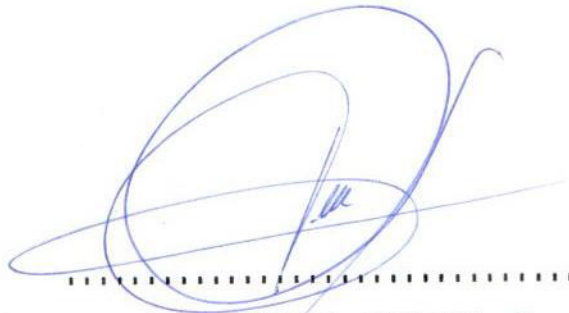
DEDICATORIA

A MIS PADRES

A MIS HERMANOS

A MI ESPOSA

A MIS HIJOS



.....
ING. CARLOS BECERRA E.
DIRECTOR DE TESIS

DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestos en esta tesis, me corresponden exclusivamente; y, el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Exámenes y Títulos Profesional de la ESPOL).


.....
HUMBERTO CARBO GIL

RESUMEN

Este trabajo está dedicado al estudio de los motores lineales con el fin de proponer una forma tecnológica de construcción futura de un vehículo de levitación magnética para transporte, como por ejemplo, para el futuro Campus Politécnico.

Se propone la construcción preliminar de un modelo experimental a escala, en el laboratorio, con la finalidad de probar y estudiar detenidamente su comportamiento, como paso previo a la implantación de un gran proyecto final. La construcción del modelo a escala deberá realizarse después, de acuerdo al estudio dimensional, normas y parámetros que presenta esta tesis, donde se especifican las dimensiones y características de la construcción a escala.

...

INDICE GENERAL

	PAG.
RESUMEN	II
INDICE GENERAL	III
INDICE DE FIGURAS	IV
INDICE DE TABLAS	V
INTRODUCCION	1
I. TEORIA DEL MOTOR LINEAL DE INDUCCION	3
1.1. Principios Básicos del motor lineal de inducción..	3
1.2. Generalidades, principales características y efectos especiales que se presenten en los motores lineales de induccion	7
II. DISEÑO DEL MOTOR LINEAL DE INDUCCION	52
2.1. Bases Teóricas para el diseño	52
2.2. Curvas experimentales utilizadas en el diseño.....	59
2.3. Diseño del motor lineal de inducción, a utilizarse para propulsar el vehículo	64
2.4. Diseño del control del vehículo	78
2.5. Presupuestos y alternativas	80
III. MODELO ELECTROMAGNETICO A ESCALA DEL MOTOR LINEAL DE INDUCCION	82

	PAG.
3.1. Generalidades	82
3.2. Modelos experimentales	89
3.3. Sugerencias para las pruebas experimentales	90
IV. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	94
APENDICES	98
TABLAS.....	115
SIMBOLOGIA	119
BIBLIOGRAFIA	122

INDICE DE FIGURAS

FIG.		PAG.
1	CONCEPTO DE UN MOTOR LINEAL CON UN CORTE Y <u>DESENROLLA</u> MIENTO DE UNA MAQUINA ROTATIVA	4
2	CLASIFICACION DE LOS MOTORES LINEALES	8
3	MODELO DE CUATRO REGIONES EN UNA DIMENSION.....	11
4	FUERZA NORMAL EN UN MODELO DE TRES REGIONES UNIDIMENSIO NALES COMO UNA FUNCION DE K y DE sG	16
5	MODELO DE MOTOR LINEAL DE INDUCCION DE PRIMARIO CORTO Y DISTRIBUCION DE LA FMM DE UNA FASE	20
6	CARACTERISTICAS EMPUJE - DESLIZAMIENTO	27
7	CARACTERISTICAS EMPUJE - DESLIZAMIENTO	29
8	CARACTERISTICAS EMPUJE - DESLIZAMIENTO	30
9	CARACTERISTICAS EMPUJE - DESLIZAMIENTO.....	32
10	DISTRIBUCION DE LA FMM Y DEL FLUJO EN EL NUCLEO ϕ_y PARA UN DEVANADO COMPACTO DE DOS CAPAS CON CUATRO POLOS.....	33
11	DEVANADO.....	35
12	UBICACION DEL MOTOR LINEAL DEL M.I.L.....	36
13	MODELO MATEMATICO Y DISTRIBUCION DE LA FMM EN DIRECCION	37
14	DESIGNACIONES EN LA DIRECCION X.....	38
15	FUERZA DE TRACCION F_x Y FUERZA NORMAL F_y PARA UN MOTOR LINEAL	40
16	DISTRIBUCION DE LA DENSIDAD DE FLUJO EN EL NUCLEO Y EN EL ENTREHIERRO DE UN DEVANADO EXTENDIDO	42

FIG		PAG.
17	FUNDAMENTOS DE LA CONEXION EN SERIE DEL DEVANADO PARA CAMBIAR EL NUMERO DE POLOS.....	44
18	ARREGLOS DE SWITCHEO PARA CONEXIONES ESTRELLA SERIE/ ESTRELLA SERIE.....	46
19	FUNDAMENTO DE LA CONEXION EN PARALELO DEL DEVANADO PARA CAMBIAR EL NUMERO DE UN POLO.....	48
20	ARREGLOS DE SWITCHEO PARA CONEXIONES ESTRELLA PARALELO/ESTRELLA PARALELO	50
21	FACTOR α COMO FUNCION DEL NUMERO DE PARES DE POLOS..	58
22	FACTOR σ/σ_n Vs VELOCIDAD SINCRONICA.....	60
23	NUMERO DE PARES DE POLOS COMO FUNCION DEL EMPUJE INICIAL PARA DIFERENTES VALORES DEL ENTREHIERRO.....	61
24	CURVAS DEL $\cos \phi$	62
25	CURVAS DE LA EFICIENCIA	63
26	UBICACION DEL M.I.L. EN EL VEHICULO.....	66
27	UBICACION DE EQUIPOS EN EL VEHICULO.....	72
28	CARACTERISTICAS FISICAS DEL M.I.L.....	75
29	CURVA DE MAGNETIZACION Y PERMEABILIDAD RELATIVA DE HIERRO COMERCIAL RECOCIDO	76

INDICE DE TABLAS

	PAG.
TABLA I DISEÑO DE LOS PARAMETROS DE UN M.I.L. DE ALTA VELOCIDAD	116
TABLA II COMBINACIONES DE LAS CONEXIONES DEL DEVANADO DEL PRIMARIO Y DEL SECUNDARIO.....	116
TABLA III EFICIENCIA	117
TABLA IV LISTADO DE LOS FACTORES DE ESCALA	117
TABLA V COMPARACION ENTRE LOS PARAMETROS DE UN M.I.L. Y LOS DE SU MODELO EXPERIMENTAL A ESCALA	118

.....

I N T R O D U C C I O N

El objetivo fundamental de esta Tesis de Grado es establecer un método para determinar los parámetros del diseño del primario y del secundario de un motor lineal de inducción, para luego utilizando un análisis di mensional lograr encontrar los parámetros equivalentes para construir - un modelo de laboratorio, a escala, de la máquina real.

Una vez que se logre optimizar las características del modelo de laboratorio, se podrá conseguir en el futuro ayudar a construir la máquina - real que podrá propulsar un vehículo de transporte masivo en el Ecuador.

El transporte magnético es ya una forma cercana de utilización; por ejem plo, en 1.984, se abrirá un sistema de enlace entre el Aereopuerto de Birmingham, Inglaterra y la Estación de trenes , mediante vehículos "Mag lev" de capacidad de 32 a 49 pasajeros, que toman 90 segundos en re- correr 600 m, a 30 mph, con un costo total (proyecto + obras) de aproxi- madamente 2'500.000 libras esterlinas. El control del vehículo será totalmente automático, basado en microprocesadores. Este proyecto de un vehículo de baja velocidad proximately entrará en el mercado de otros países.

Esta Tesis consta de cinco capítulos:

En el Capítulo I, se hace una ilustración general de la teoría del motor lineal de inducción.

En el Capítulo II, se realiza el diseño del motor lineal de inducción (máquina real).

En el Capítulo III, se determinan las relaciones de los parámetros del modelo y de la máquina real y se establecen los pasos a seguir en la construcción del modelo a escala.

Finalmente en los Capítulos IV y V, se dan las Conclusiones, las Recomendaciones y además se indica la Bibliografía de referencia.

CAPITULO I

TEORIA DEL MOTOR LINEAL DE INDUCCION

1.1. PRINCIPIOS BASICOS DE LA TEORIA DE UN MOTOR LINEAL DE INDUCCION

{4 - 6}

Debido a que ésta es la primera vez que se efectúa un trabajo sobre motores lineales en la ESPOL, es necesario dedicar un capítulo de esta tesis para presentar aspectos básicos y generales sobre la teoría del Motor Lineal de Inducción (M.I.L.)

Basicamente se pueden construir dos clases de motores lineales de inducción. En cada uno es producida una fuerza de propulsión que actúa entre el primario y el secundario del motor de inducción. El primer tipo puede ser producido, haciendo un corte a lo largo del radio de una máquina rotativa normal y desenrollándola. El segundo tipo puede considerarse volviendo a enrollar el primer tipo en dirección de la otra abscisa. Lo expuesto anteriormente se demuestra en la Fig. # 1.

En ambos tipos el término primario describe la parte de la máquina que lleva el devanado (conductores) usualmente polifásico energizado por una fuente exterior. El término secundario se refiere a la parte sólida que no lleva devanado y como veremos más -

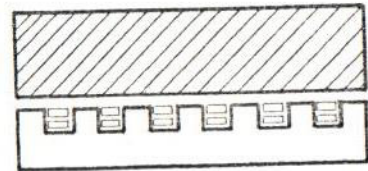
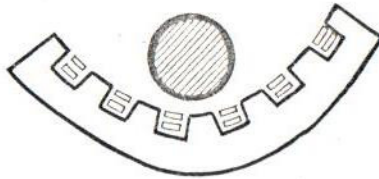
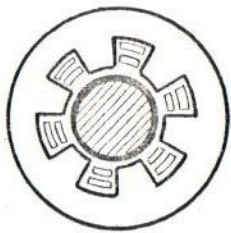


FIG. 1 Concepto de un motor lineal con un corte y desenrollamiento de una máquina rotativa.

adelante será una riel de aluminio fijada en acero o en hierro y en planchas de concreto. En el primer tipo ambas partes: el primario y el secundario son en forma de bloques planos y en cuanto a sus longitudes, son independientes dependiendo tan solo de su aplicación.

El primario es normalmente la parte más cara porque contiene la mayor parte, por no decir el total, del material magnético y el conductor aislado del devanado.

El principio de operación del motor lineal de inducción, básicamente, es el mismo que el de la máquina rotativa, con la presencia de problemas adicionales que analizaremos oportunamente.

Hablemos del más elemental motor lineal de inducción a cuyo primario le aplicamos energía eléctrica de una fuente externa. Debido a la configuración de la máquina se inducirá una fuerza - electromotriz en el secundario (riel de aluminio) la cual producirá un flujo magnético que provocará una fuerza de propulsión - lineal, proporcionando una velocidad al primario (parte móvil en este caso), siendo esta la principal característica en la mayoría de las aplicaciones del M.I.L. (Motor de Inducción Lineal).

La expresión para la velocidad del M.I.L. es:

$$V = f \times 2 \times \tau_p \quad (1)$$

donde:

V = velocidad sincrónica

f = frecuencia (1/s)

τ_p = paso polar (m)

De esta relación obtenemos que en algunos casos prácticos tengamos que usar convertidores de frecuencia para elevar la velocidad de propulsión del M.I.L.

También es cierto que reduciendo el paso polar, podemos reducir la velocidad; pero hay un inconveniente, que consiste en que en un reducido paso polar menor a 25 mm, no podríamos alojar el devanado con su aislamiento, entonces se presentan limitaciones físicas del diseño.

Anteriormente hablamos ya de la primera gran clasificación de estos motores: Los M.I.L. planos y los M.I.L. tubulares. También podemos hacer una clasificación de acuerdo a las funciones y características de sus partes (primario y secundario): Motores lineales de Primario Corto y de Primario Largo.

Los M.I.L. de primario corto son aquellos en los cuales la parte móvil es el primario y éste se alimenta de la fuente externa por medio de contactos deslizantes o rotativos (siendo esto su único

inconveniente, ya que como veremos más adelante, éste es el modo más económico de M.I.L.). El secundario constituye la parte larga de la máquina y por lo general está constituida por una riel de aluminio.

Cuando estos motores lineales de inducción de primario corto presentan simétricamente al otro lado de la riel de aluminio, otro primario de idénticas características al anterior, pasan a formar los motores lineales de inducción de primario corto bilateral. Ambos primarios generalmente son alimentados por la misma fuente externa.

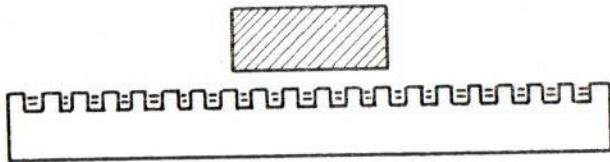
Cuando el primario se ubica en la pista, estas máquinas constituyen los llamados Motores Lineales de Inducción de Primario Largo. También existen los de Primario Largo bilateral. En este caso el primario como pista permanece estático, siendo el que se mueve el secundario o sea la riel de aluminio o cobre que lleva el vehículo. La Fig. # 2 aclara cualquier duda a este respecto.

1.2. GENERALIDADES, PRINCIPALES CARACTERISTICAS Y EFECTOS ESPECIALES QUE SE PRESENTAN EN LOS MOTORES LINEALES DE INDUCCION

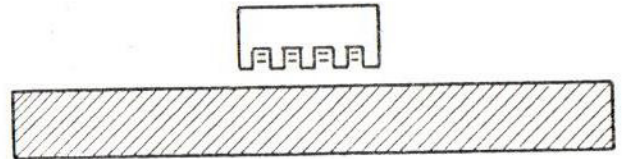
1.2.1. Fuerza Normal {3-6}

En un M.I.L., la presencia de una fuerza normal puede te

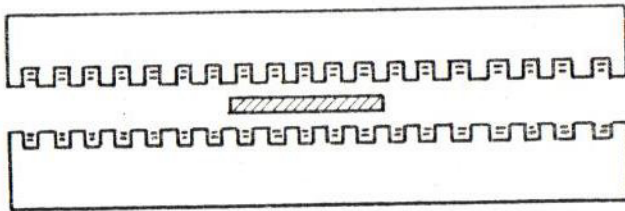
FIG. 2 Clasificación de los motores lineales.



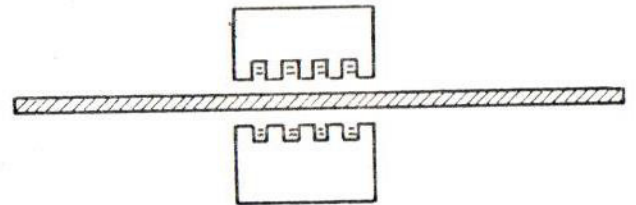
2A. Motor lineal de primario largo.



2B. Motor lineal de primario corto.



2C. Motor lineal de primario largo bilateral.



2D. Motor lineal de primario corto bilateral.

ner efecto significativo en el comportamiento del objeto y del sistema a los cuales pertenece. Esta fuerza normal - puede atraer el secundario al primario ó repelerlo. La magnitud y la dirección de esta fuerza enormemente depende de la velocidad (deslizamiento) y de las condiciones de acabado (características geométricas). Para un enorme motor lineal de inducción viajando a gran velocidad, la fuerza normal puede variar en una considerable cantidad cuando ocurre un cambio de polos, cambio de conexiones, cambio de frecuencia y cambio de velocidad. Es esencial que el diseñador de estas máquinas tenga la capacidad de predecir las variaciones de esta fuerza normal. El problema mayormente se presenta en estatores montados sobre un conductor plano (cobre o aluminio). El conductor puede o no estar reforzado por detrás (no frente al estator) con hierro sólido o laminado.

La razón de la fuerza normal a la longitudinal es una simple función del "Factor de Bondad" {4}. En los más recientes trabajos, varios autores han tomado en cuenta los efectos transversales de borde y los longitudinales de entrada y salida. El factor de bondad fue definido por la siguiente expresión {4}:

$$G = (\omega \mu \sigma) \frac{A_m A_e}{l_m l_e} \quad (2)$$

Donde:

ω = frecuencia

μ = permeabilidad del entrehierro (δ)

σ = conductividad del cobre

A_m, A_e = Areas de los circuitos magnético y eléctrico, -
respectivamente.

1.2.2. Modelo Básico de cuatro regiones en una dimensión

La Figura # 3 muestra una sección de corte esquemático a través de un M.I.L. La máquina puede ser representada por 4 regiones: Estator (1), Entrehierro (2), Conductor(3) y Aire o Hierro (4).

La excitación es provista por una corriente de capa entre las regiones 1 y 2. Se asume que el modelo tiende al in finito en dirección de las X y de las Y. Las regiones 1 y 4 también tienden a infinito en dirección de Z. La sa turación magnética es despreciada, porque se trata de co rrientes de desplazamiento. El Rotor siempre es conside rado más ancho que el Estator, en la dirección X. La ex citación toma la forma:

$$J = \text{Re} \{ J' \exp (j \omega t - K y) \} \quad (3)$$

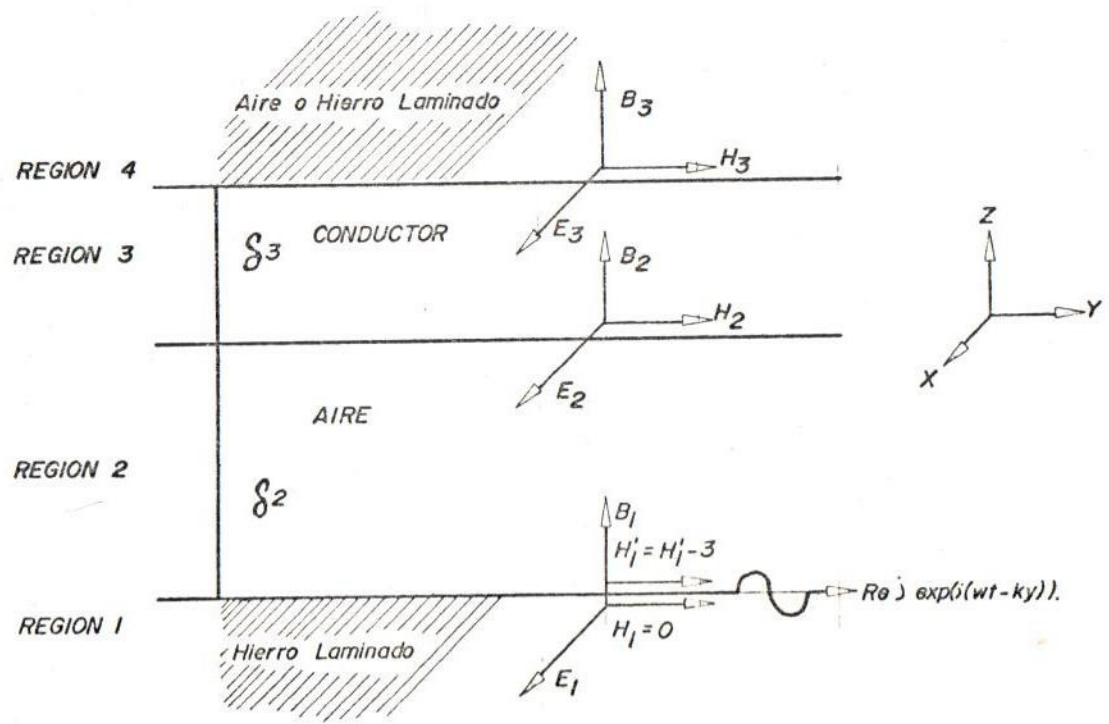


FIG. 3 Modelo de 4 regiones en una dimensi3n.

Para los propósitos de este tema es suficiente tener conocimiento de solamente las impedancias de superficie y de la densidad de la corriente de línea J' . La fuerza en la dirección Z es la fuerza "Normal". Esta puede ser escrita en términos de las variables de campo usando la segunda - aproximación del tensor de Maxwell:

$$F_Z = 0.25\mu_0 (|J'|^2 - |B_1|^2 / \mu_0^2) \quad \{N/m^2\} \quad (4)$$

donde B_1 = amplitud de la densidad de flujo normal en el límite entre las regiones 1 y 2.

J' = densidad de la corriente de línea = $4 m N_{eff} I / \lambda \rho$ A/m

m = número de fases;

N_{eff} = número de vueltas efectivas en serie por fase;

I = valor pico de la corriente de fase;

λ = longitud de onda;

ρ = número de polos.

Una forma alternativa conveniente para J' es $J' =$ número - efectivo de amperios conductores por ranura/ por paso de ranura.

La ecuación (4) puede ser escrita en términos de las densidades de flujo tangencial y normal.

La fuerza $/m^2$ será luego la diferencia entre las densidades de energía magnética almacenada paralela y normal a la corriente de capa.

Si domina la componente normal de la densidad del flujo, como sucede con el hierro, solamente en el secundario, luego la atracción ocurre. Si domina la componente tangencial de la densidad de flujo, como sucede con un secundario altamente conductivo, luego la fuerza normal es positiva empujando el rotor lejos del estator. En una máquina rotativa de inducción domina la densidad de flujo normal y la fuerza normal es invariablemente una de atracción. Por otro lado, en una máquina de inducción lineal cualquier situación puede obtenerse.

En la literatura, es común encontrar un factor de multiplicación resistivo, usado para incluir el efecto de borde de transversal. Este es conocido como el factor de Russell y Norsworthy {3}.

Los fundamentos teóricos para usar este factor no son rigurosos. Sin embargo, cuando la aplicamos al cálculo del empuje, éste ha dado resultado razonables bajo ciertas condiciones. Aquí los resultados calculados unidimensionales son comparados con los resultados experimentales, con

y sin este factor resistivo.

Existen dos modelos interesantes de 4 regiones. El primero tiene una región 4 consistente de hierro, comúnmente de hierro laminado. El segundo tiene una región 4 consistente solamente de aire. Obviamente, este segundo modelo puede presentar solamente repulsión así pues la región 3 puede solamente ser repelida, tomando en cuenta las asunciones hechas.

En la mayoría de las máquinas lineales de inducción el conductor rotor está enchapado con hierro. Entonces sería valioso estudiar este modelo en una forma más detallada.

1.2.3. Cálculo de la fuerza normal en un modelo de 3 regiones en una dimensión

El método para calcular la fuerza normal en un modelo de 4 regiones no permite por sí mismo una fácil interpretación. El diseñador podría beneficiarse de una simple aproximación la cual le daría una idea de la magnitud y la dirección de dicha fuerza. Esto puede lograrse reduciendo el modelo de 4 regiones a uno de solo 3 regiones. El modelo es modificado mezclando las regiones 2 y 3, para obtener una región con una resistividad promedio. La región 4 es

asumida como un bloque semi-infinito de hierro laminado - que tiene una permeabilidad infinita.

Para este nuevo modelo, el entrehierro es δ , igual a:

$$\delta = \delta_2 + \delta_3 / \rho_{23} = \rho_3 \delta / \delta_3$$

La fuerza normal puede ahora ser expresada como una función de dos variables dimensionadas, K_g y sG . Donde s = deslizamiento, $K = 2\pi / \lambda$ y $G = \text{factor de bondad}$; $G = \mu_0 \omega (K^2 \rho_{23})$.

La Fig. # 4 muestra las curvas de F_z vs sG para varios valores de K_g . El valor de J' es 10^5 A/m. La Fig. # 4 puede ser considerada como una carta "universal" para estimar la fuerza normal. Esta da un cuadro cualitativo de la forma como se comporta la fuerza normal variando el producto del deslizamiento x el factor de bondad.

Para una Geometría dada, el factor K_g es conocido. Para altos valores de sG , la fuerza normal es positiva y es tan grande como K_g lo es. Cuando el deslizamiento es reducido, o se aumenta la velocidad de la máquina, la fuerza normal decae y puede hacerse negativa. En términos cuantitativos, hay tres puntos de interés.

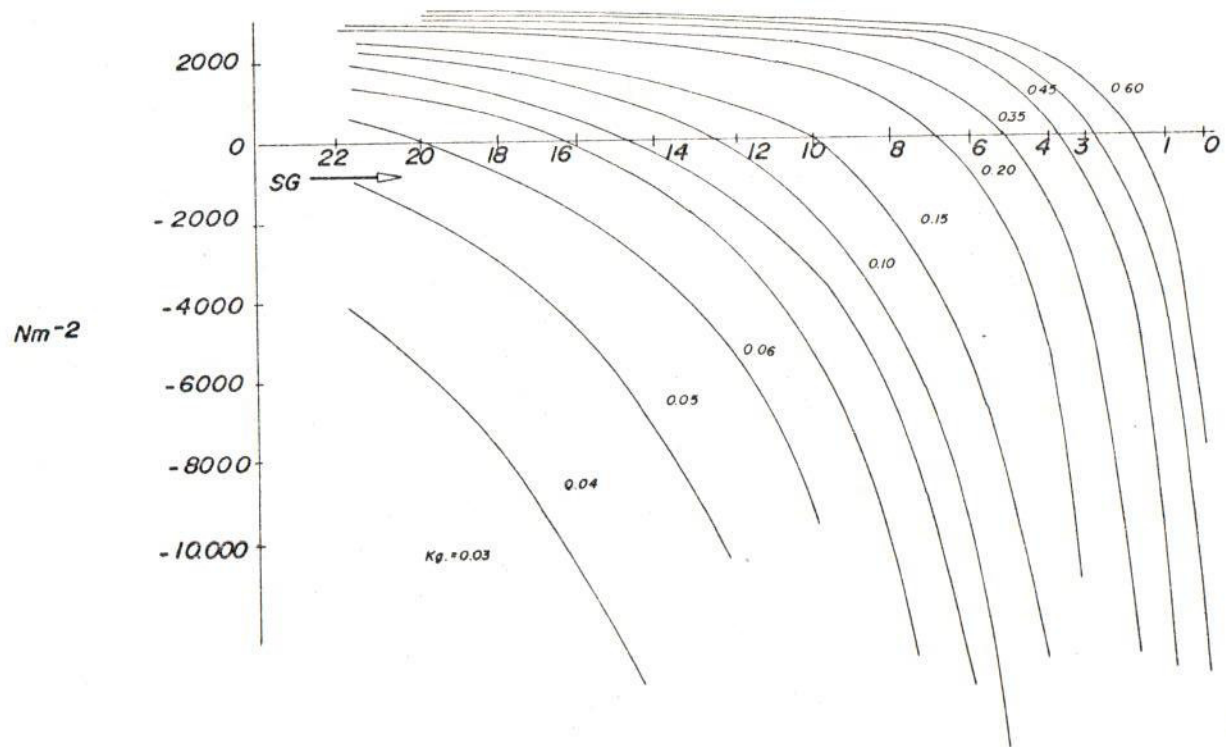


FIG. 4 Fuerza normal en un modelo de 3 regiones unidimensional, como una función de KG y de SG $J' = 10^5$ A/m.

Todas las líneas de Kg. son asintóticas a una misma línea como sG es incrementada. De la ecuación (4), la máxima fuerza normal, aproximadamente está dada por:

$$F_z = 0.25\mu_0 / J'^2 \text{ Newtons por metro cuadrado} \quad (5)$$

Entonces la máxima fuerza normal, con las asunciones ideales hechas es independiente de las dimensiones de la máquina. Como ejemplo: Si $J' = 5 \times 10^5$ A/m, un valor elevado, luego la máxima fuerza normal es del orden de 78.5 KN/m². En términos más familiares es igual a 0.79 atm.

La fuerza máxima de atracción es mejor conceptuada en términos de la densidad de flujo.

Las curvas de la Fig. # 4, son para corriente constante y no ayudan directamente.

La máxima fuerza de atracción puede ser calculada, asumiendo que domina la densidad de flujo normal, cuando la máquina corre bajo el valor de la velocidad sincrónica. Con una máxima densidad de flujo de $1 \text{ } \omega \text{ /m}^2$ en el entrehierro, la atracción aproximada es 200 KN/m² (o 2 atm). Para un típico gran motor lineal de inducción esto significa que la fuerza de atracción podría ser mayor que el pe

so total del vehículo.

Por último el diseñador deseará conocer donde decae la fuerza normal a cero y cambia de signo (el punto de cruce). Haciendo ciertas aproximaciones y después de algunos cálculos, el deslizamiento al cual el cruce ocurre - está dado por:

$$K_g \text{ s } G = 1 \quad (6)$$

1.2.4. Interacción dinámica entre un motor lineal de inducción y la riel de reacción {8}

Los primeros científicos en analizar este interesante tema fueron, en primer lugar en 1.927, Timoshenko, demostrando que existe una velocidad crítica en la cual, las deflexiones bajo una fuerza constante podrían ser ilimitadas. Para las rieles en 1.927 esta velocidad fue aproximadamente 500 m/s. Este problema ha sido recientemente revisado por Labra en la Riel de reacción de Inducción Lineal. La interacción del primario con la riel secundaria no es tratada en estos artículos. El apéndice A explora la dinámica combinada de la riel de reacción y el primario del motor bajo mando y fuerzas magnéticas. El apéndice B ilustra la dinámica del primario sobre una -

riel flexible {8}.

1.2.5. Características de los motores lineales de inducción de gran velocidad, analizadas usando la técnica de armónicas espaciales {9}.

En este tema presentaremos un análisis de los M.I.L.S. utilizando armónicas espaciales y confirmaremos que teóricamente es posible mejorar las características de los motores lineales de inducción del primario y del secundario.

La figura 5 , muestra un modelo para el análisis de los M.I.L.S., de primario corto bilateral. La longitud del núcleo laminado del primario es L , como de los devanados del primario. En este modelo el núcleo del primario es extendido al infinito en ambas direcciones, en el eje de las X . Los devanados del primario de longitud L son distribuidos infinitamente de tal forma, en una suficiente - gran distancia de partición L_c , que la interacción magnética entre dos devanados adyacentes puede ser despreciada. Luego el período espacial de repetición es: $2L_1 = L + L_c$ así, la onda magnetomotriz producida por las corrientes del primario consiste en la componente fundamental espacial con el paso polar equivalente L_1 y un número infinito de componentes armónicas espaciales.

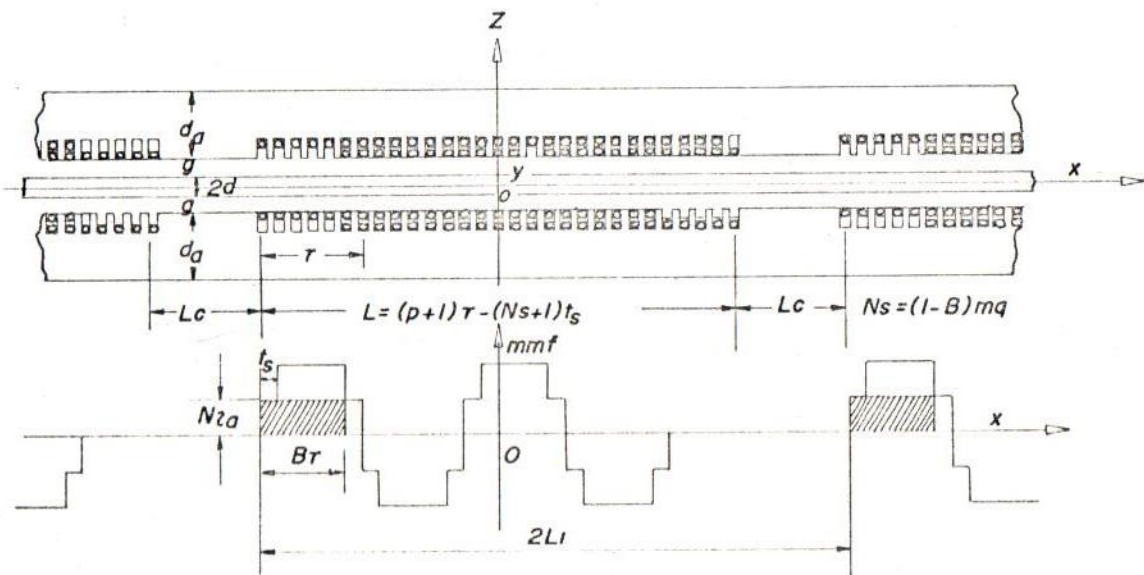


FIG.5 Modelo de motor lineal de inducción de primario corto y distribución de la FMM de una fase ($m=3, p=4, q=2, B=5/6$)

La fuerza magnetomotriz resultante $f(x,t)$ es expresada como sigue:

$$f(x,t) = (\sqrt{2}/\pi)m (N_{ph}/p) I_1 \sum_{n=1}^{\infty} (1/n) K_{\omega n} K_{Lpn} \{ K_{mf n} \cos(W_1 t - \frac{\pi}{\tau_{1n}} x) - K_{mb n} \cos(W_1 t + \frac{\pi}{\tau_{1n}} x) \} \quad (7)$$

$$K_{\omega n} = K_{pn} K_{dn} = \text{Sen} \frac{\pi}{2} \frac{\beta \tau}{\tau_{1n}} \cdot \frac{\text{Sen } q (\pi/2 t_s / \tau_{1n})}{q \text{Sen} (\pi/2 t_s / \tau_{1n})} \quad (8)$$

$$K_{Lpn} = \frac{\text{Sen } p(\pi/2)(\tau/\tau_{1n})}{2 \text{Cos}(\pi/2)(\tau/\tau_{1n})} \quad (22), K_{mf n} =$$

$$\frac{\text{Sen } \pi/2 (1 - \tau / \tau_{1n})}{m \text{Sen } \pi/2m (1 - \tau / \tau_{1n})} \quad (9)$$

$$K_{mb n} = \frac{\text{Sen } \pi/2 (1 + \tau / \tau_{1n})}{m \text{Sen } \pi/2m (1 + \tau / \tau_{1n})} \quad (10)$$

Donde m es el número de fases, p el número de polos de cada lado, q el número de ranuras por fase y por polo, N_{ph} = el número de vueltas en serie por fase, τ el paso polar, β_τ el paso de bobina, t_s el paso de ranura, τ_{1n} = $L_{1/n}$ el paso polar equivalente de la n -ésima armónica de la onda espacial, I_1 la corriente de fase del primario.

La corriente de superficie j_1 , la cual produce la misma fuerza magnetomotriz $f(x,t)$ dada por la ecuación (7), puede ser introducida en la siguiente expresión:

$$J_1 = \sum_{n=1}^{\infty} J_{1,n} = \sum_{n=1}^{\infty} (J_{1,fn} - J_{1,bn}) \quad (11)$$

$$J_{1,fn} = 2 m \frac{K_{wn} N_{ph}}{\rho L_1} K_{1pn} K_{mfn} I_1 e^{j \pi / \tau_{1n} (v_{1n} t - x)} \quad (12)$$

$$J_{1,bn} = 2 m \frac{K_{wn} N_{ph}}{\rho L_1} K_{1pn} K_{mbn} I_1 e^{j \pi / \tau_{1n} (v_{1n} t + x)} \quad (13)$$

Donde $J_{1,n}$ indica la n ésima armónica espacial de la corriente de superficie, $J_{1,fn}$ la n ésima frente de onda de la corriente de superficie $J_{1,bn}$ es la n ésima cola de onda de la corriente de superficie y $v_{1n} = 2\tau_{1n} f_1$. Cuando las soluciones (16) y (40) pueden encontrarse para los campos magnéticos debidos a $J_{1,n}$ el campo magnético resultante debido a $J_{1,n}$ puede ser obtenido por superposiciones de esas soluciones. La ecuación principal está dada por:

$$\frac{\partial^2 A_{y,n}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_{y,n}}{\partial z^2} = \sigma \mu \left(\frac{\partial A_{y,n}}{\partial t} + v_2 \frac{\partial A_{y,n}}{\partial x} \right) \quad (14)$$

El vector potencial $A_{y,n}$ puede ser representado, por variaciones separadas, en la forma siguiente, en tal forma de satisfacer las condiciones en el límite en $z = d + \delta$.

$$A_{y,n} = \{A_{y,fn}(z) e^{-j\pi/\tau_1 n x} - A_{y,bn}(z) e^{j\pi/\tau_1 n x}\} e^{j\omega_1 t} \quad (15)$$

Así el resultado del análisis, las densidades de flujo en el entrehierro, en la superficie del núcleo del primario B_{X1}^{III} , B_{Z1}^{III} son obtenidas como sigue:

$$\begin{aligned} B_{X1}^{III} &= \sum_{n=1}^{\infty} B_{X1,n}^{III} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ -\frac{\partial A_{y,n}}{\partial z} \right\}_{z=d+\delta} \\ &= -\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sqrt{2} m I_1 K_{wn} N_{ph}}{p L_1} \mu_0 K_{Lpn} (K_{mfn} e^{-j\pi/\tau_1 n x} - K_{mbn} e^{j\pi/\tau_1 n x}) e^{j\omega_1 t} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} B_{Z1}^{III} &= \sum_{n=1}^{\infty} B_{Z1,n}^{III} = \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{\partial A_{y,n}}{\partial x} \right\}_{z=d+\delta} \\ &= -\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sqrt{2} m I_1 K_{wn} N_{ph}}{p L_1} \mu_0 K_{Lpn} J(K_{mfn} K_{hfn} e^{-j\pi x/\tau_1 n} - K_{mbn} K_{Hbn} e^{j\pi x/\tau_1 n}) e^{j\omega_1 t} \end{aligned} \quad (17)$$

Donde:

$$K_{Hfn} = \frac{1 + \tan h \frac{\pi \delta / \tau_{1n} \cdot \mu_0 / \mu \lambda_{fn}}{\tan h \frac{\pi}{\tau_{1n}} d \lambda_{fn}} \tan h \frac{\pi}{\tau_{1n}} d \lambda_{fn}}{\tan h \frac{\pi \delta / \tau_{1n} + (\mu_0 / \mu) \lambda_{fn}}{\tan h \frac{\pi}{\tau_{1n}} d \lambda_{fn}} \tan h \frac{\pi}{\tau_{1n}} d \lambda_{fn}} \quad (18)$$

$$\lambda_{fn} = \sqrt{1 + j \sigma \mu s_{fn} v_{1n} \tau_{1n} / \pi}, \quad s_{fn} = \frac{v_{1n} - v_2}{v_{1n}} \quad (19)$$

K_{Hbn} puede ser obtenida sustituyendo $\lambda_{fn} \rightarrow \lambda_{bn}$ en la ecuación (18).

$$\lambda_{bn} = \sqrt{1 + j \sigma \mu s_{bn} v_{1n} \tau_{1n} / \pi} \quad (20)$$

$$s_{bn} = \frac{v_{1n} + v_2}{v_{1n}} \quad (21)$$

Usando el concepto de la aproximación magnética del Maxwell, las ecuaciones del empuje y de la fuerza vertical serán dadas como sigue:

$$F_x = \sum_{n=1}^{\infty} \operatorname{Re} \left(\frac{1}{\mu_0} B_{x1,n}^{III} B_{z1}^{III*} \right) h (2L_1) \quad (22)$$

$$F_z^{IV} = \int_{-L/2}^{L/2} \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2\mu_0} B_{z1}^{III} B_{z1}^{III*} - \frac{1}{2\mu_0} B_{x1}^{III} B_{x1}^{III*} \right) \quad (23)$$

hdx

Donde h es el espesor del núcleo laminado del primario. Especialmente, el empuje puede ser obtenido simplemente por la suma de las fuerzas que interactúan entre las armónicas espaciales del mismo orden.

La corriente de fase del primario J_1 en las ecuaciones (16) y (17) es calculada por:

$$I_1 = V_1 / z_t \quad (24)$$

$$z_t = z_1 + z_{2e} \quad (25)$$

$$z_{2e} = \sum_{n=1}^{\infty} 8m \left(\frac{K_{wn} N_{ph}}{p} \right)^2 h f_1 u_o j \frac{K_{Lpn}^2}{n} (K_{mfn} K_{Hfn} + K_{mbn} K_{Hbn}) \quad (26)$$

Donde V_1 es el voltaje terminal del primario, z_1 es la impedancia del primario y z_{2e} es la impedancia equivalente del secundario.

Para tener una idea clara de las características de los motores lineales de inducción incluimos un análisis

experimental comparativo realizado por los autores de la ref. { 8 } :

Las características de un M.I.L. de alta velocidad con los parámetros de diseño del primario fueron investigadas en la Tabla # I {9 }, asumiendo que un voltaje constante fue aplicado en el primario para tener una corriente nominal en el primario $I_{1n} = 1.760$ A al deslizamiento nominal $s_n = 0.1$ y la frecuencia de la fuente es 220 Hz.

La figura 6 muestra los resultados calculados de las características empuje-deslizamiento para varios espesores de las láminas de aluminio del secundario bajo la condición de un entrehierro constante $\delta = 9.55$ mm. Aquí la curva de referencia de la característica para una lámina de aluminio de un espesor $2d = 15.9$ mm y una longitud $c = \frac{\tau}{4} = 76.2$ mm. Este prototipo de M.I.L. fue diseñado para satisfacer los esfuerzos mecánicos y la densidad de corriente del secundario, despreciando los efectos terminales. El empuje es incrementado, disminuyendo el espesor de la lámina de aluminio. Esto significa que los efectos terminales son eliminados principalmente por incremento de la resistencia efectiva del secundario. Sin embargo, el mínimo valor de $2d$ está determinado por la densidad de corriente permitida.

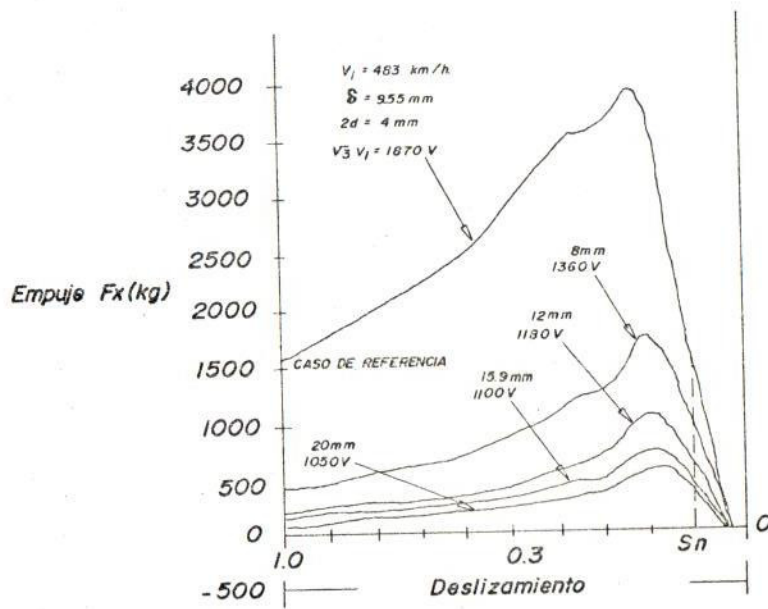
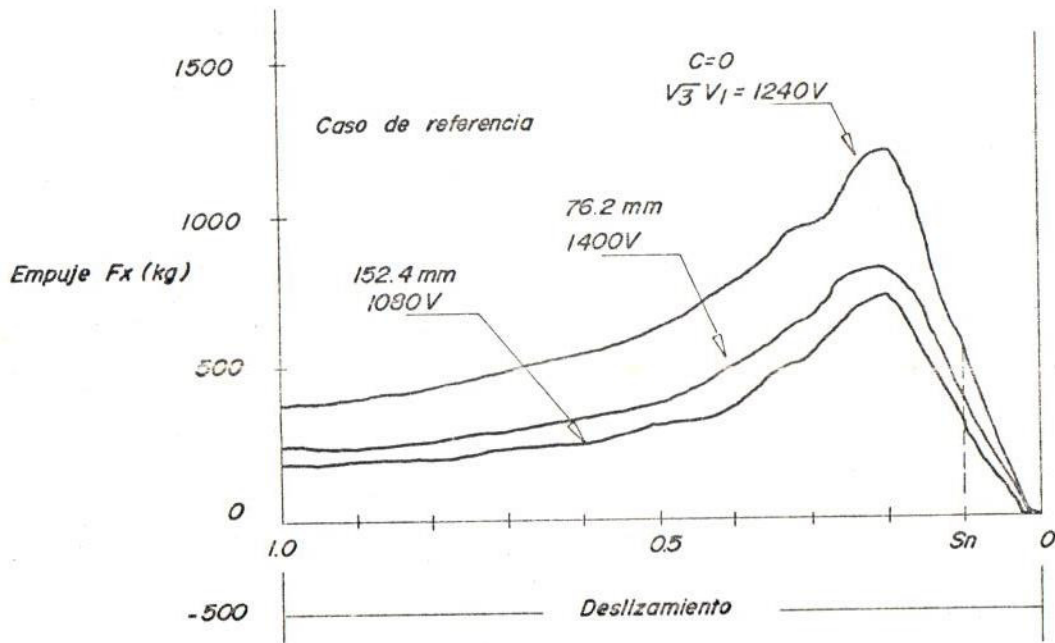


FIG. 6 Características empuje-deslizamiento.

La Fig. # 7 muestra las curvas para diferentes longitudes de la lámina de aluminio del secundario ($2d = 15.9\text{mm}$). Cuando los efectos de borde son corregidos usando el coeficiente de Russel-Norsworthy, la resistividad efectiva del secundario ρ_{2e} crece con la disminución de c . Consecuentemente el empuje crece con la disminución de c .

Los secundarios sandwich de los números 1 y 2 en la tabla II {9} son las estructuras a las cuales se adhieren a ambos lados de la lámina de hierro y las planchas de concreto, las relativamente delgadas capas de aluminio. Así una delgada capa de aluminio es reforzada para uso práctico especialmente los casos 2 y 4, corresponden a dos M.I.L.S. unilaterales con y sin chapas de hierro, respectivamente. Como muestra la Fig. # 8, el empuje normal $F_{y,n}$ del caso 1 es aproximadamente tres veces mayor que el del caso de la referencia.

El caso 2 muestra casi las mismas características del caso 1. Se ha encontrado que $F_{x,n}$ del caso 3 es aproximadamente dos veces mayor que la de la referencia con el inconveniente de un gran entrehierro con la plancha de concreto ($2d_1 = 70\text{ mm}$). Esto demuestra que un relativamente gran entrehierro no necesariamente degrada la performance de un M.I.L. de alta velocidad.



c	0	76.2 mm	152.4 mm
P_{2e}	2.40 P	1.57 P	1.47 P

FIG. 7 Características empuje-deslizamiento.

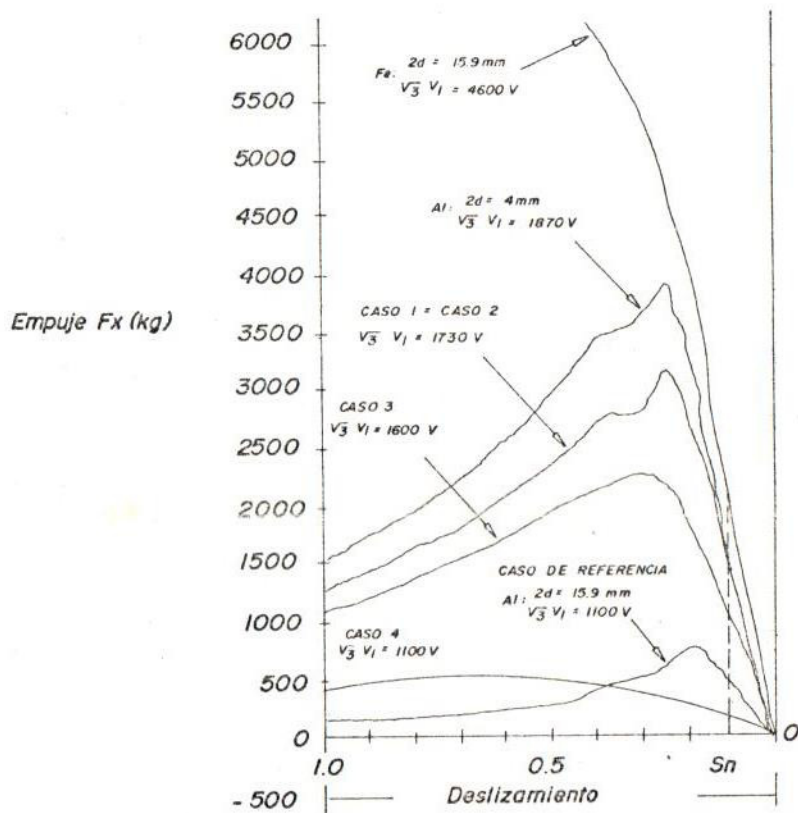


FIG. 8 Características empuje-deslizamiento.

La Fig. # 9 muestra las características empuje-deslizamiento para varios números de polos. El empuje está expresado en empuje por unidad de longitud. En $p = 2$ el empuje decrece más extensiblemente debido a los efectos de borde en la región de bajo deslizamiento. Aumentando p , se logra que disminuyan los efectos de borde aumentando el empuje.

Para concluir diremos que para suprimir los efectos de borde, la resistividad de la lámina conductora del secundario debe ser muchas veces mayor que la del aluminio, y esta lámina debe ser delgada.

El sandwich del secundario con la capa delgada de aluminio a ambos lados de una plancha de hierro o de concreto, o la lámina de aluminio con ductos de enfriamiento es una práctica solución. El número de polos deberá ser grande.

1.2.6. Motores Lineales con devanados especiales de doble capa {10}.

Varios tipos de devanados trifásicos de doble capa son factibles con el motor lineal. Los devanados que se muestran en las Figuras 10 y 11 serán investigados.

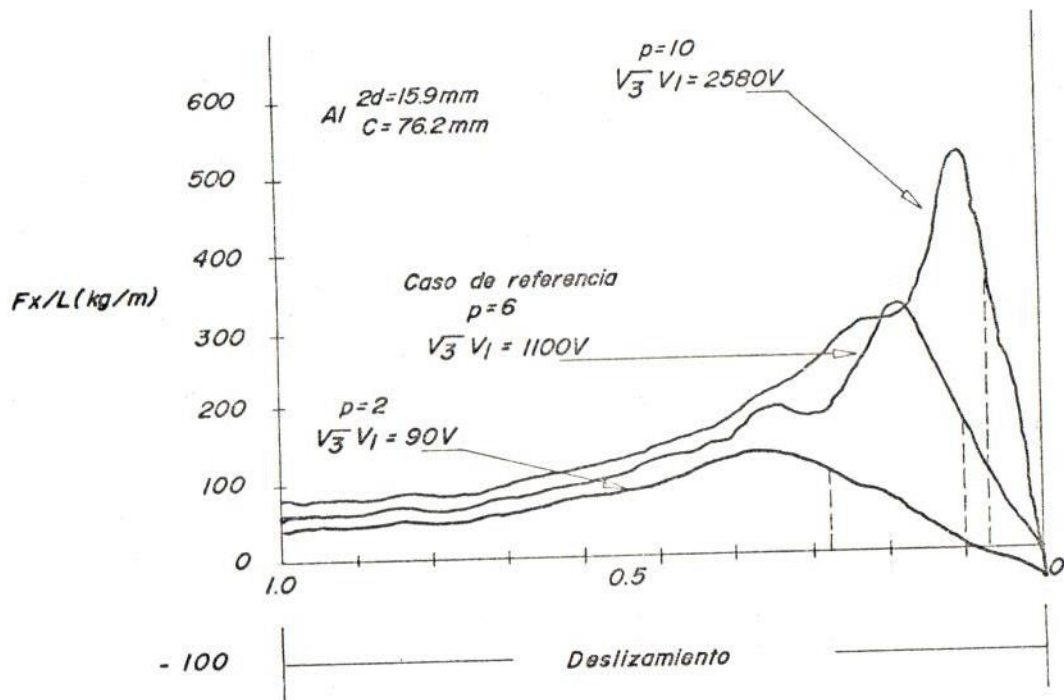


FIG. 9 Características empuje - deslizamiento.

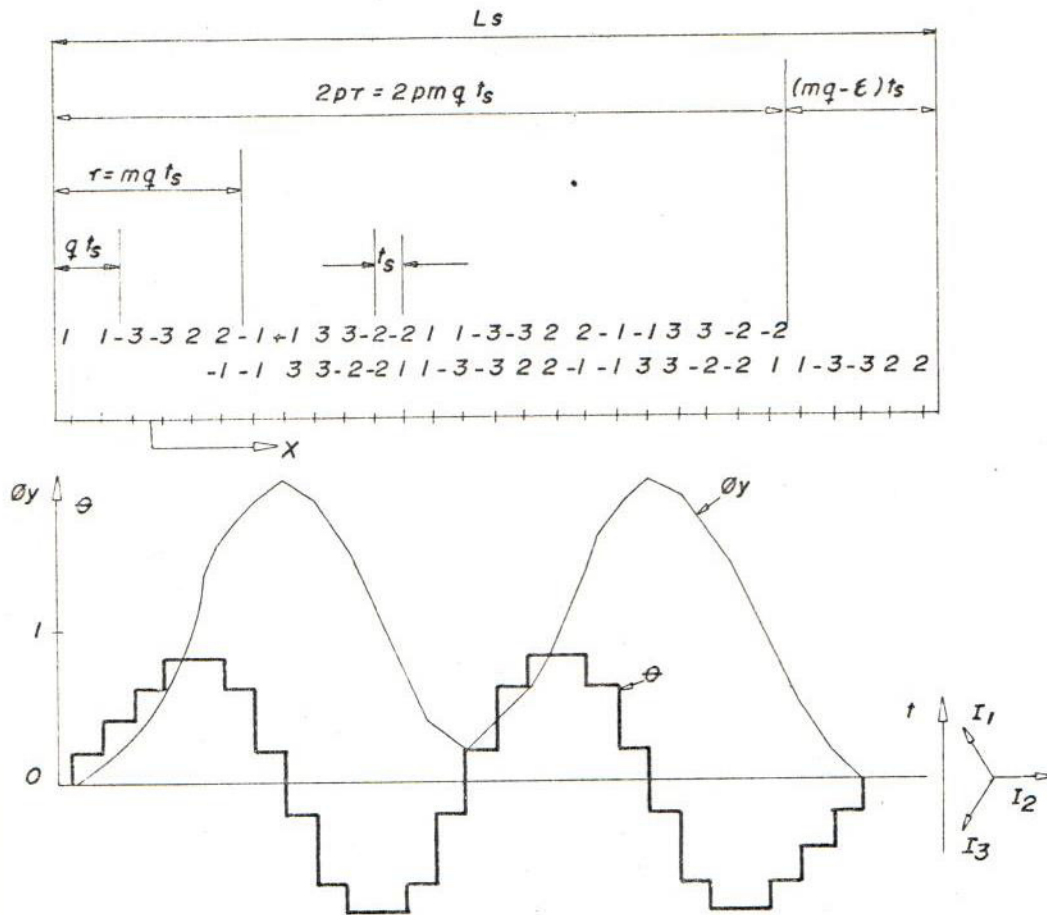


FIG. 10 Distribución de la FMM y del flujo en el núcleo Φ_y para un devanado compacto de 2 capas con 4 polos, Los números de fases están designados por 1, 2 y 3.

La Figura # 10 muestra un devanado convencional, el cual será designado más tarde como el devanado "compacto". La Figura # 11 muestra el también llamado devanado "extendido". Las ventajas y desventajas de estos devanados se rán discutidas más adelante. Las distribuciones de la fuerza magnetomotriz están dadas también en las Figuras # 12 y 13.

Las longitudes del núcleo para estos dos tipos de devanados son diferentes. El devanado extendido necesita una longitud del núcleo de acuerdo a:

$$L'_s = \{ 2 p m q + (m q - \epsilon) + 2 q \} t_s L / 2\pi, L = L'_s + L_L \quad (27)$$

Por otro lado, para el devanado compacto:

$$L_s = \{ 2 p m q + (m q - \epsilon) \} t_s L / 2\pi, L = L_s + L_L \quad (28)$$

$$t_s = 2\pi L_s / \{ (L_s + L) m q (2p+1) - \epsilon \}$$

donde, t_s es el paso de ranura en radianes y L_L es el espacio entre los primarios, ver Fig. # 14.

Vamos a realizar ahora un estudio comparativo entre los dos tipos de devanados:

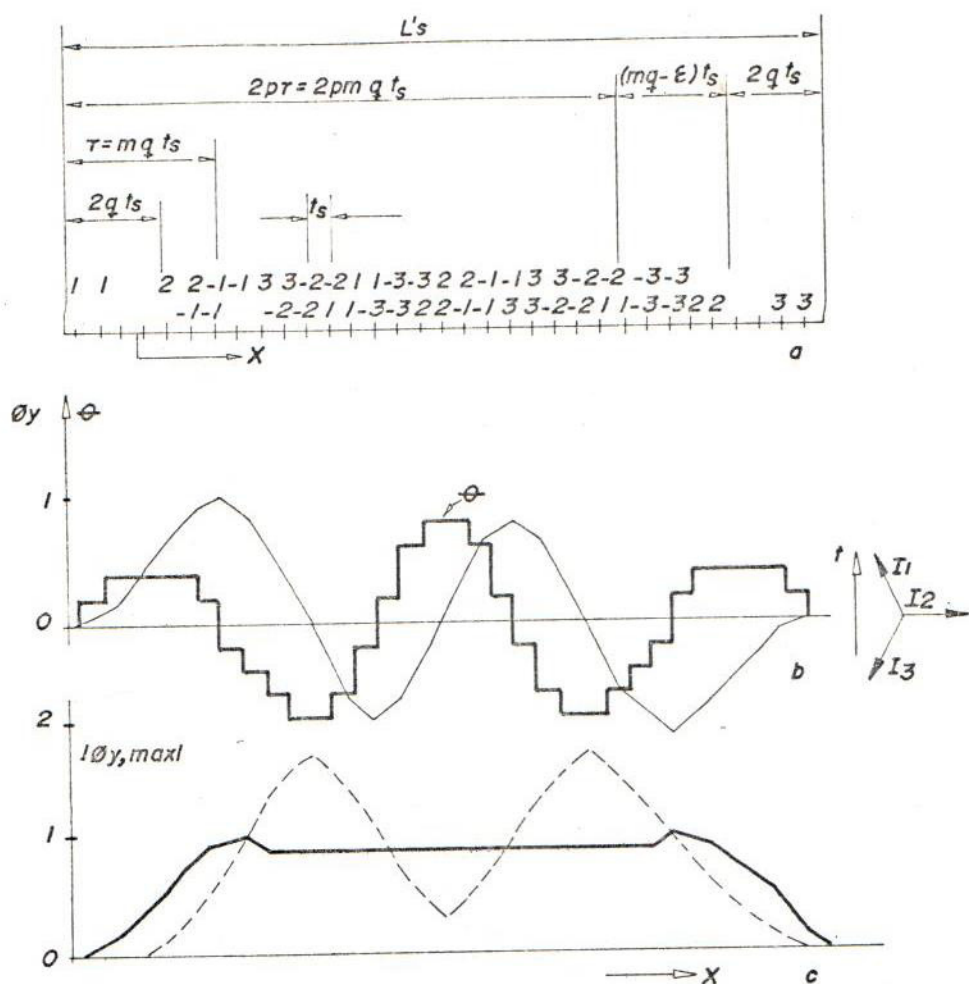


FIG. 11 a: Devanado y notación.

b: Distribución de la MMF y del flujo en el núcleo Φ_y para un devanado extendido de doble capa con 4 polos.

c: Amplitud del flujo en el núcleo para el devanado compacto (---) y para el extendido (—). La máquina rotativa tiene $I\Phi_{y,max1} = 0.81$.

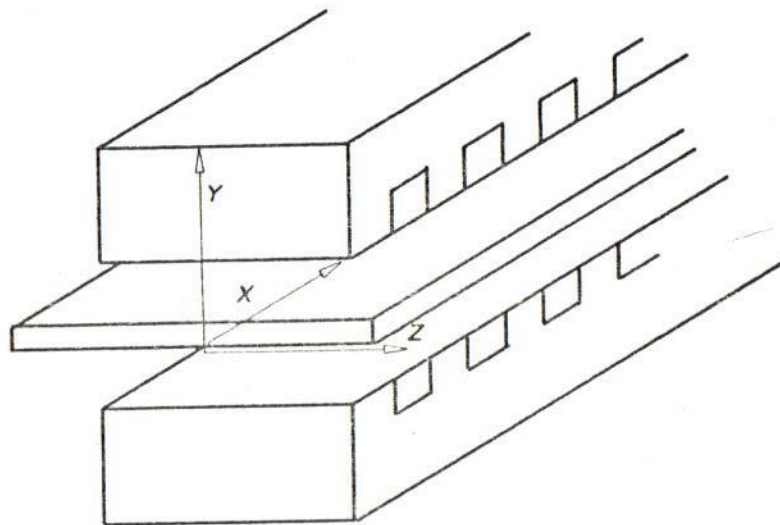


FIG. 12 Ubicación del M.I.L. en el plano de coordenadas.

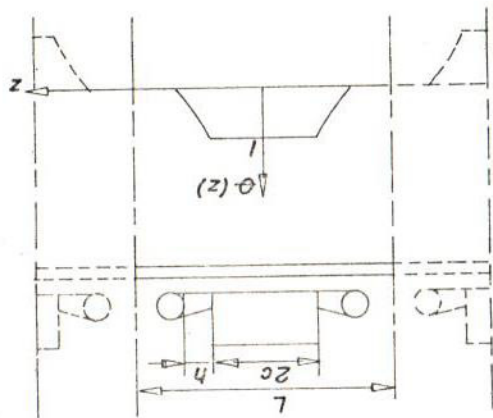


FIG. 13 Modelo matemático y distribución de la FMM en dirección Z

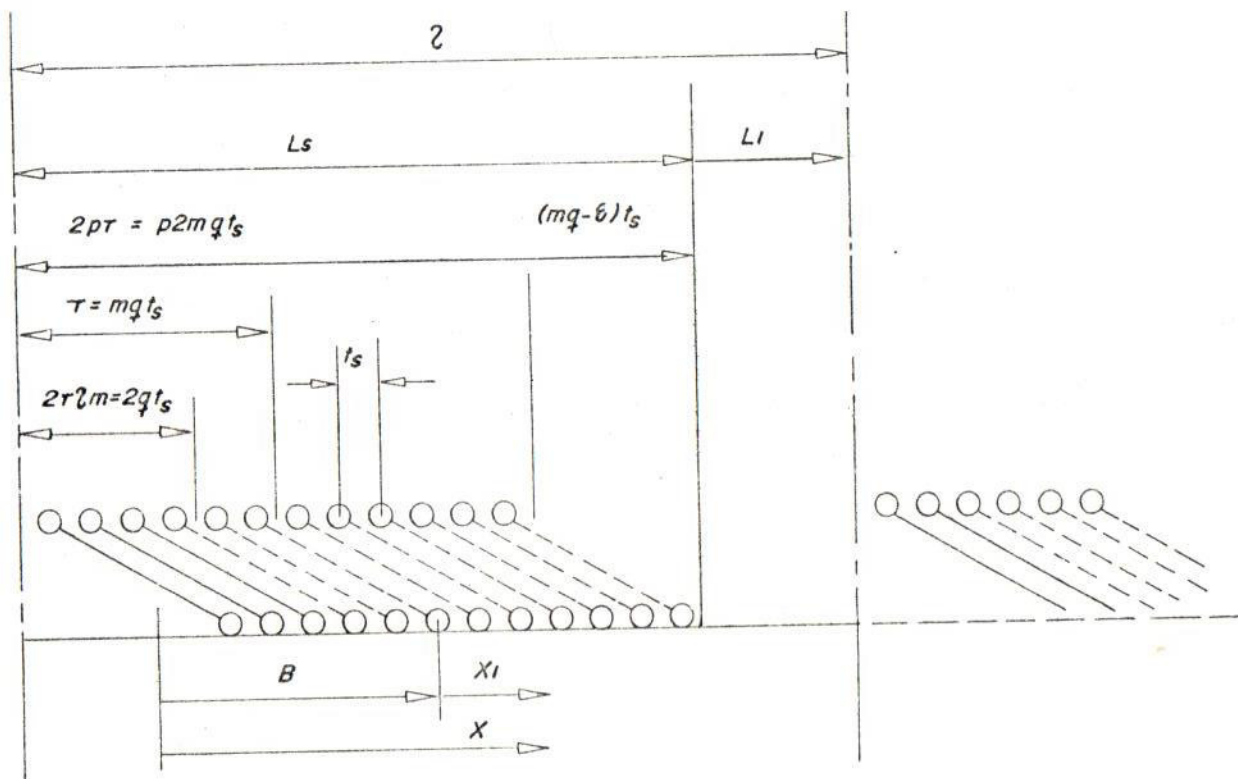


FIG. 14 Designaciones en la dirección X

La evaluación de las ecuaciones dadas en el Apéndice C - para un motor de alta velocidad con 16 polos, $V_{syn} = 453$ Km/h, 200 Hz, 2000 A y un paso polar de 0.315 m muestra que la diferencia entre la fuerza de tracción, la fuerza normal, las pérdidas y el voltaje inducido es muy pequeña. Un motor similar con 4 polos muestra también una pequeña diferencia como puede observarse en la Fig.# 15. La eficiencia es algo mejor para el devanado extendido, el cual presenta un insignificante efecto de borde longitudinal, ver la Tabla III {10} .

Sin embargo, los dos tipos de devanados son diferentes - tan lejos como el flujo del núcleo es involucrado. La distribución de la densidad de flujo del núcleo está dada en primera aproximación, por la integral de la distribución de la FMM:

$$\theta_y(x) = c \int \theta(x) dx \quad (29)$$

La comparación en la Fig. # 11c demuestra que el máximo valor del flujo del núcleo del devanado compacto es casi dos veces más alto que el del devanado extendido.

Gráficos más exactos del campo, obtenidos por métodos de diferencias finitas y relajación, están dados en las

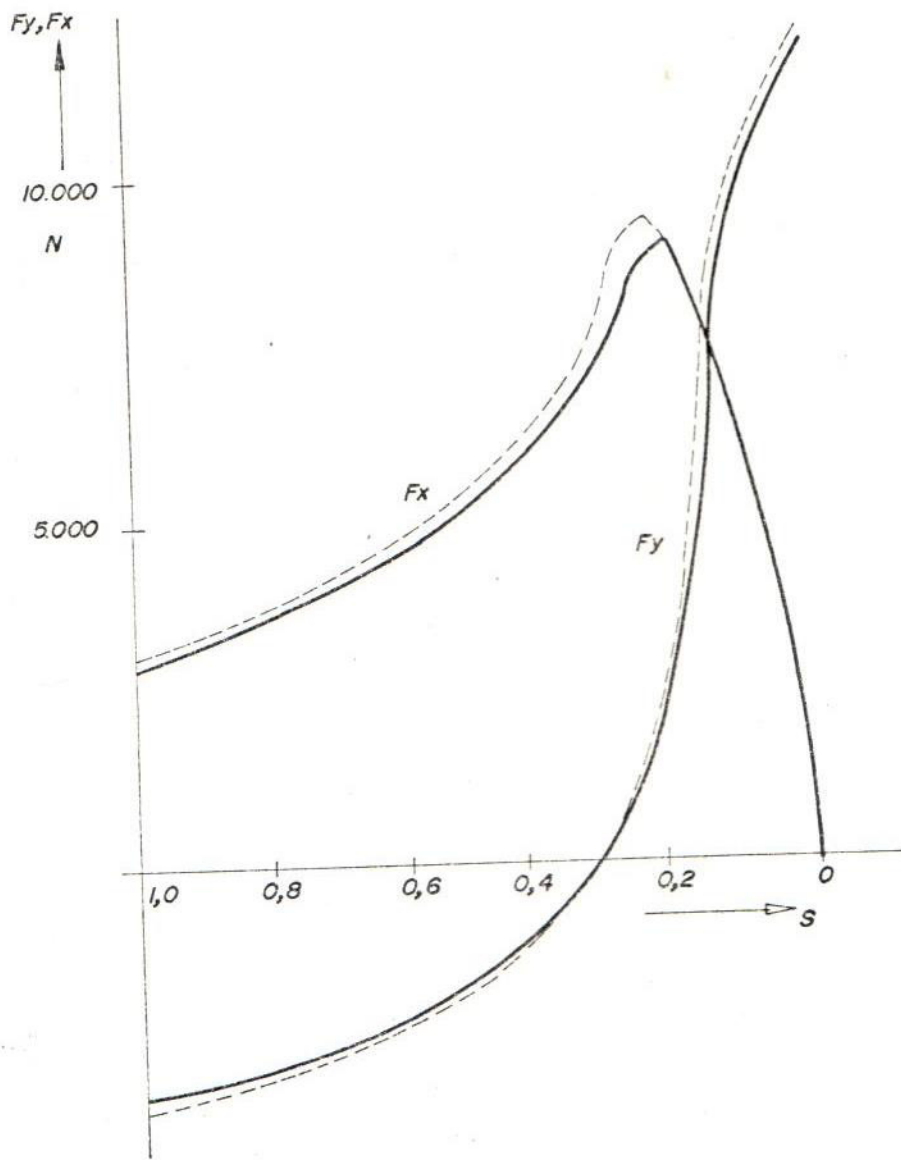
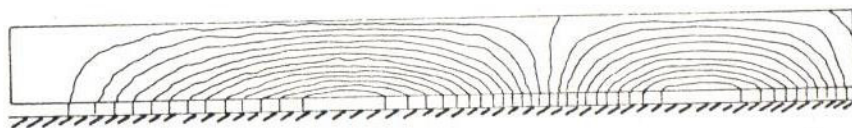


FIG. 15 Fuerza de tracción F_x y fuerza normal F_y para un motor lineal de 4 polos con devanado de doble capa compacto (---) y extendido (—).

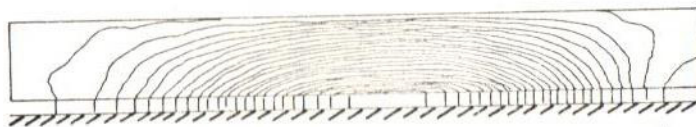
Figuras # 16 a y 16 b. Aquí, la razón de la densidad - del flujo del núcleo de los dos tipos de devanado todavía es 1.65. Se ha observado que esta razón decrece con la saturación del hierro. Seguramente, un tratamiento exacto del problema tiene que tomar en cuenta la influencia del secundario en la distribución del flujo del núcleo. Cálculos preliminares han demostrado que el secundario tiene efectos ecualizadores, tal como el hecho que la razón del flujo del núcleo también decrece con el crecimiento del efecto de reacción del secundario.

1.2.7. Cambio del número de par de polos en los motores lineales de inducción {2}

Las técnicas del cambio de polos han sido de uso común - en muchos años como un método de control de la velocidad de los motores rotacionales de inducción. Este método - puede dar solamente discretos cambios de velocidad pero tiene la ventaja de proporcionar una eficiente carrera - en esas velocidades con un mínimo de engranaje de control. Se pensó en este método de cambio de polos para los motores de inducción lineal utilizados en sistemas de transporte. Devanados de varias velocidades conectados en serie son directamente aplicables a las máquinas lineales. Sin embargo, como en el caso de las máquinas rotativas,



a



b

FIG. 16 *Distribución de la densidad de flujo en el núcleo y en el entrehierro de un devanado extendido*
a- De acuerdo a la fig. 14
b- Idem para un devanado compacto de acuerdo a la fig. 13
secundario $u = \infty \chi = 0$

se ha encontrado que estos devanados son inflexibles en cuanto a operaciones de switcheo y a cambio de voltajes concernientes.

En una máquina rotativa donde la onda del flujo está siempre distribuída sinusoidalmente en el espacio, una flexibilidad extra es introducida por medio del diseño de devanados conteniendo grupos en paralelo. En las máquinas lineales la onda de flujo está lejos de estar sinusoidalmente distribuida y esta contribución plantea las dificultades que presentaría el diseño conteniendo grupos en paralelo.

La forma más simple del cambio de polos constituye el efecto de polos de 2 velocidades en el devanado. La Fig. # 17, ilustra la configuración de los circuitos eléctricos y magnéticos para una fase de una máquina lineal usando este tipo de devanado, el cual para efectos de claridad muestra solamente unas bobinas. Como puede observarse, un reforzamiento de corriente en las bobinas alternas es causada por el gran número de polos. Tres juegos similares de circuitos, desplazados 120° en el espacio y excitados con corrientes trifásicas, las cuales producen una onda viajera de flujo.

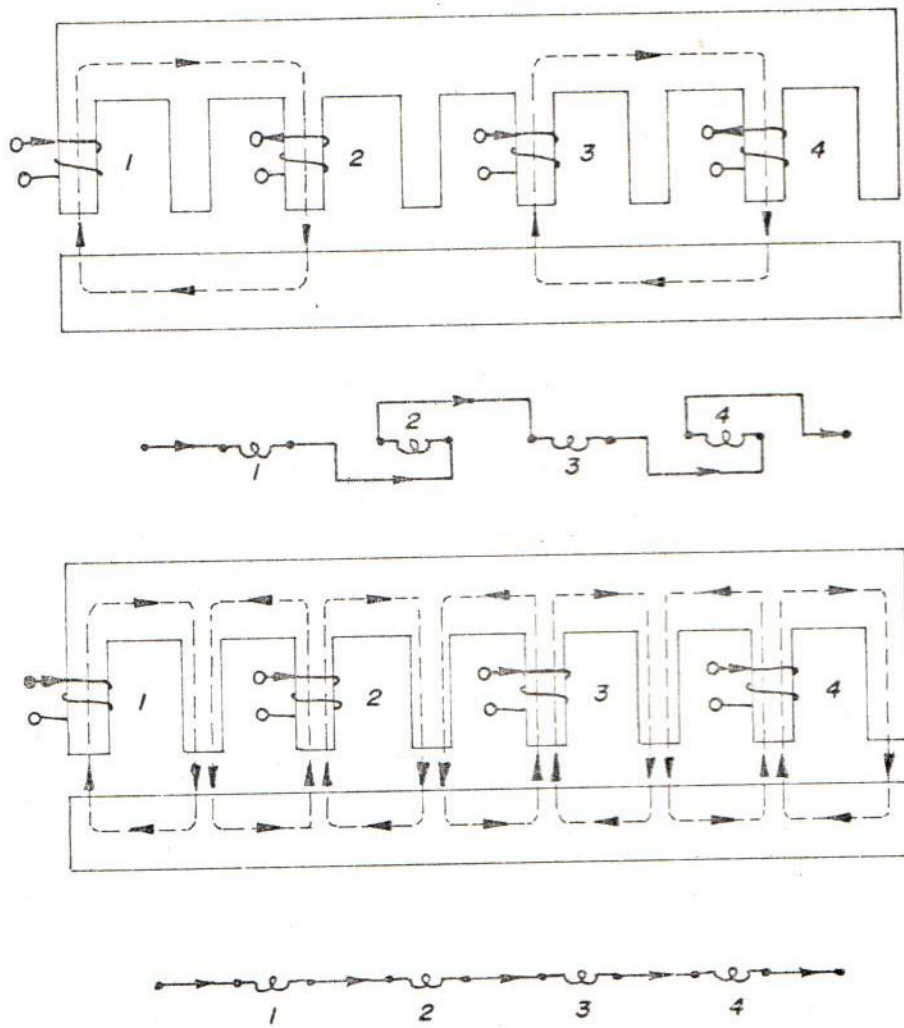


FIG. 17 Fundamentos de la conexión en serie del devanado para cambiar el número de polos.

En el cambio de polos de las máquinas rotativas, son normalmente usadas conexiones en paralelo en uno de los juegos, de tal forma que el número de contactos del switch necesario es disminuido. El trabajo de grupos en paralelo no es posible en el caso de máquinas lineales debido a la naturaleza de no-uniformidad de la densidad de flujo en el entrehierro. Esencialmente este crece de un pequeño valor en el borde de la máquina hasta grandes valores a lo largo de su longitud. Así, considerando las bobinas de la Fig. # 17, no es posible poner en paralelo - las combinaciones en serie de las bobinas 1 y 3 con las combinaciones en serie de las bobinas 2 y 4, porque cada grupo tiene una diferente FEM inducida. En cada juego - todas las bobinas de una fase deben estar en serie y así la Fig. # 18 muestra como puede ser ejecutado, en el caso trifásico, para el arreglo estrella en serie/estrella en serie usando 12 contactos de switches.

En el caso de la máquina primitiva de la Fig. # 17, R_1 representa una conexión en serie de bobinas tales como 1 y 3 y R_2 representa una conexión similar a la de las bobinas 2 y 4. Se apreciará que todo el sistema ha sido descrito en términos del caso más simple posible. Pero la realidad es que el problema se complica pues las conexiones serán más numerosas y el número de switches a utili

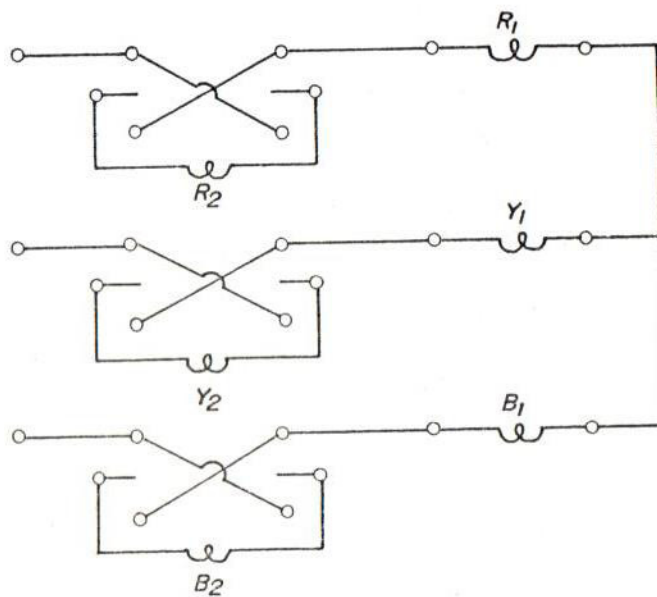


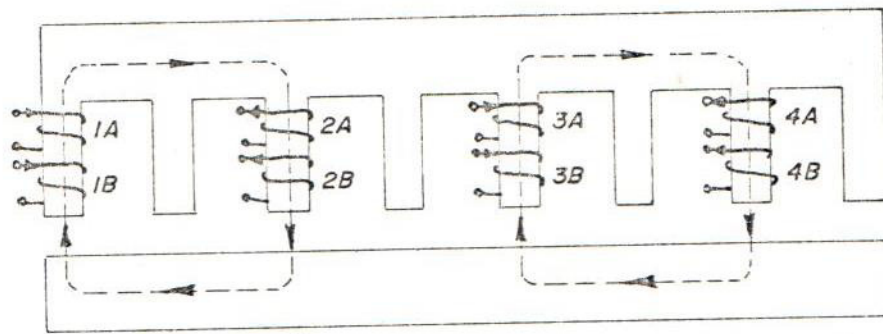
FIG. 18 Arreglo de interruptores para conexiones estrella serie/estrella serie.

zarse será mayor, pero en general se basarán en la misma técnica.

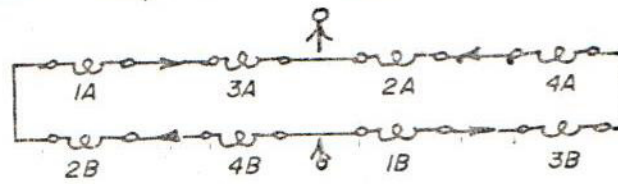
El número de los contactos de los switches puede ser reducido usando un arreglo de doble devanado el cual permite que se efectúen las conexiones en paralelo.

El principio básico de la sección de doble devanado puede ser explicado refiriéndonos otra vez al diagrama de una fase de la Fig. # 17. Cada bobina en esta figura está reemplazada por 2 bobinas como muestra la Fig. # 19. Las bobinas marcadas con "A" son conexas en serie, formando un devanado idéntico con la conexión en serie de las bobinas "B". El voltaje a través de cada uno de estos devanados es obviamente el mismo y así estas dos secciones pueden ser puestas en paralelo para dar una fase de un juego de ocho polos como muestra la Fig. 19 d.

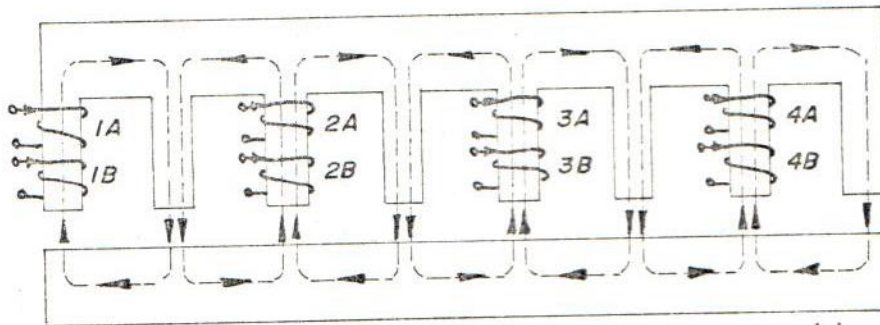
Para formar el juego de 4 polos de la Fig. # 19 b, se puede apreciar que el voltaje a través de la combinación en serie de las bobinas 1A, 3A, 2B y 4B es idéntico al voltaje a través de la combinación en serie de las bobinas 2A, 4A, 1B y 3B. Esto permite a las conexiones en grupo transformarse, como se observa en la Fig. # 19d,



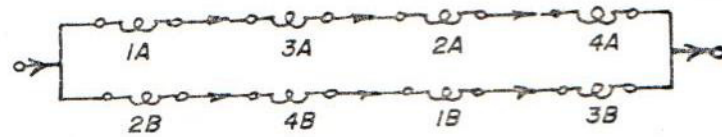
(a)



(b)



(c)



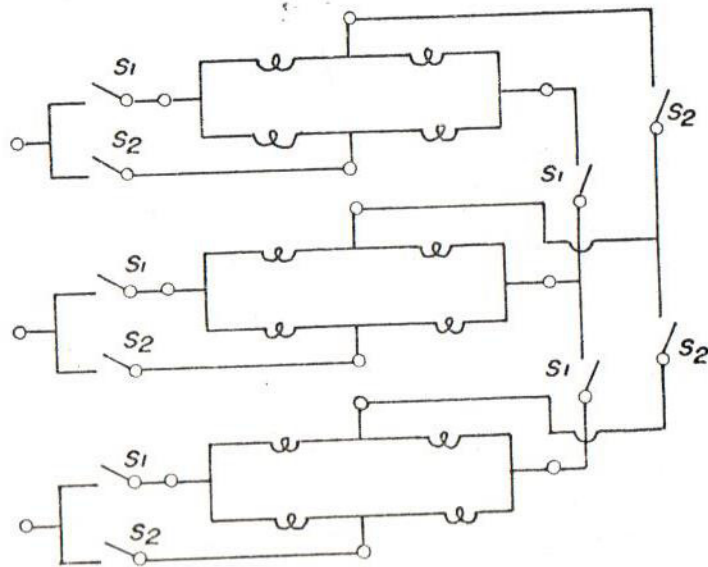
(d)

FIG. 19 Fundamento de la conexión en paralelo del devanado para cambiar el número de polos.

pero ahora la corriente de alimentación deberá cambiarse de tal forma que las corrientes en las bobinas 2B, 4B, 2A y 4A será contrarias.

Como con los terminales conectados en serie, estos arreglos también pueden ser realizados con la parte exterior de los devanados. La forma usual de hacer esto es utilizar devanados, devanados de dos capas separados y hacer las conexiones entre ellos. La construcción de cuatro - capas puede ser evitada colocando los dos devanados uno al lado de otro en el paso de ranura. Esto resulta en secciones que no están estrictamente paralelo, pero la diferencia en la fuerza electromotriz será pequeña y puede ser tolerables. Esta pequeña diferencia puede ser reducida más adelante colocando el devanado en cada ranura numerada en una sección, y en las restantes ranuras de la siguiente sección. La Fig. # 20 muestra un arreglo trifásico usando este sistema, en el cual el devanado es conectado en estrella en cada juego polar. Un total de solamente 10 contactos de switch son requeridos comparados con los 12 mostrados previamente en la Fig. # 18.

Se apreciará que sólo un bosquejo del uso de esta técnica ha sido dado. Si es necesario, por ejemplo, cambiar



Cerrar interruptores S_1 para el 1º
 juego de polos.
 Cerrar interruptores S_2 para el 2º
 juego de polos.

FIG. 20 Arreglos de interruptores para conexiones
 estrella paralelo / estrella paralelo.

el voltaje efectivo en el devanado entre juegos, se demostrará las ventajas que se obtendrían usando el sistema de doble devanado.

CAPITULO II

DISEÑO DEL MOTOR LINEAL DE INDUCCION

2.1. BASES TEORICAS PARA EL DISEÑO {1-10}

Las ecuaciones que correlacionan las dimensiones del motor lineal y la optimización del diseño fueron obtenidas haciendo las siguientes asunciones:

- 1) Las pérdidas en el hierro son despreciables.
- 2) El desplazamiento de fase de las corrientes del secundario y de magnetización es 90° para una armadura no-magnética y 60° para una armadura ferromagnética.
- 3) La diferencia entre el voltaje de la fuente y la fuerza electromotriz es igual a la caída de voltaje en la reactancia del primario.
- 4) I_1/I_u para motores lineales planos y tubulares, es la misma.

Estableceremos las relaciones más importantes para el diseño de los motores lineales trifásicos de inducción. Los resultados están basados

basados en un gran número de motores calculados. Las conclusiones están hechas para el rango de fuerzas iniciales (de arranque) superiores a 1000 N y para velocidades sincrónicas entre 3 y 12 m/s.

La potencia mecánica de un motor lineal está dada por una expresión similar a la de una máquina rotativa asincrónica:

$$P_m = P_{si} \cdot U/E \cdot \eta \cdot \cos \gamma \quad (30)$$

Donde:

P_{si} = Potencia aparente de entrada

E = Voltaje inducido

η = Eficiencia

γ = Angulo de atraso de la corriente

La potencia P_{si} puede ser calculada con:

$$P_{si} = \sigma_s \cdot 2p \tau_p \cdot b_f \cdot v \quad (31)$$

Donde:

p = número de par de polos

τ_p = paso polar

b_f = ancho del hierro

v = velocidad

σ_s = coeficiente que depende de la inducción en el entrehierro de la carga eléctrica (A/cm) y del efecto de borde.

Entre los valores de entrada y los valores terminales, existen las siguientes relaciones:

$$P_{si} = P_s \cdot E/U \quad (32)$$

Donde:

P_s = entrada aparente en el estator

$$P_s = P_m \cdot \frac{1}{\eta \cdot \cos \gamma} \quad P_m = P (1-s)$$

P = salida en el entrehierro

s = deslizamiento

De donde obtendremos:

$$P_s = P \frac{1-s}{\eta \cdot \cos \gamma} \quad (33)$$

Así, la potencia mecánica de salida puede ser derivada como:

$$P_m = \cdot b_f \cdot l_f \cdot V_s (1-s)$$

Entre los factores σ y σ_s , existe la siguiente relación:

$$\frac{\sigma_s}{\sigma} = \frac{E}{U} \frac{1-s}{\eta \cdot \cos \gamma} \quad (34)$$

Esta expresión muestra la importancia de las cantidades:

$$\frac{E}{U}, \eta, \cos \gamma, b_f \text{ y } l_f$$

De acuerdo a la distribución de las bobinas del estator, al final de los pasos polares solamente hay la mitad del número de alambres comparado con los otros. Así, en estas partes, la inducción magnética es la mitad que la que existe en las partes medias de devanado completo. El empuje por polo F_p depende de $K (I \times B)$ ($K =$ constante) y la fuerza para una máquina asincrónica es igual al cuadrado de la inducción en el entrehierro. Por otro lado, esta inducción es proporcional al número de conductores:

$$F \sim w^2$$

Ahora encontraremos la relación entre el empuje en el final del polo con el del polo normal:

$$F_2 = 1/4 F$$

Para el empuje total en el estator, tendremos:

$$F_t = 2F_e + \Sigma F$$

Con el número de polos ($2p$) se obtiene que el número de polos totalmente ocupados por el devanado es: $(2p - 2)$. Ahora se puede derivar:

$$\Sigma F = F_t = (2p - 2) F$$

$$2 F_e = 2 \cdot 1/4 \cdot F$$

$$F_t = (2p - 1.5)F$$

Este empuje será producido por la superficie del estator considerando el $(b_f \cdot L_f)$ así $L_{xf} = 2p \cdot \tau_p$. Para el final de los polos.

La longitud efectiva del hierro será:

$$L_{xf} = (2p - 1.5) \tau_p \quad \text{o} \quad L_{xf} = L_f \frac{2p - 1.5}{2p}$$

$$L_{xf} = \alpha \cdot L_f$$

Donde α es el factor de reducción para tomar en cuenta el fin de los polos {1}. La referencia ilustra que para hacer una su

ficiente economía de material debemos hacer: $p > 4$ (Ver Fig.21).

A lo largo del hierro del estator el campo magnético cubre una superficie la cual es más ancha que el núcleo de hierro. Se puede calcular usando un valor efectivo de $b_{xf} = b_f + 0.7 \delta$. Así el empuje estará dado por:

$$F = \sigma \cdot b_{xf} \cdot L_{xf} \quad (35)$$

De esta ecuación puede ser derivado:

$$\sigma = \frac{F}{\alpha \cdot L_f \cdot (b_f + 0.7 \delta)} \quad (36)$$

Para el punto de arranque tendremos:

$$\sigma_s = \frac{F_s}{\alpha \cdot L_f \cdot (b_f + 0.7 \delta)} \quad (37)$$

El torque de arranque se lo determina de:

$$F_s = \frac{U^2}{V_s \left(R_1 + \frac{X^2}{X_{1h}^2} \right) \sqrt{\left(R_1^2 + X_1^2 \right) \left(R_1^2 + \sigma^2 X_1^2 \right)}} \quad (38)$$

Donde R_1 es la resistencia del primario.

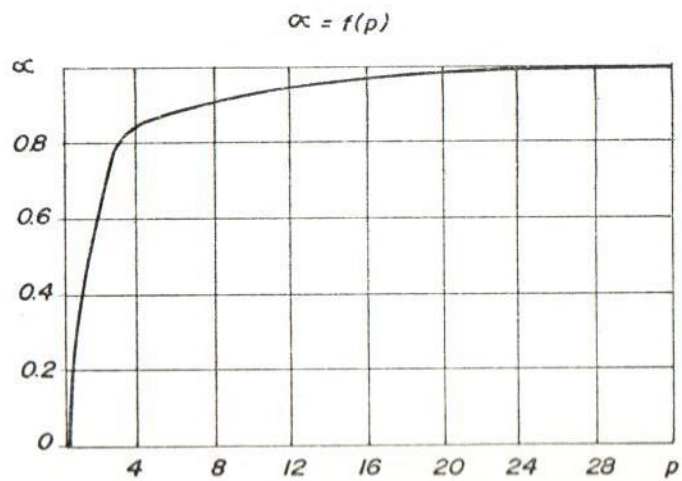


FIG. 21 Factor α como función del número de pares de polos.

$$X_1 = X_{1h} + X_{1\sigma} \quad y \quad X_2 = X_{2h} + X_{2\sigma}$$

De acuerdo a la referencia, el factor σ viene dado como función de la velocidad sincrónica para diferentes valores del entrehierro (Fig. # 22).

También es interesante mostrar la relación entre el número de pares de polos y el empuje inicial para diferentes valores del entrehierro. Los resultados se muestran en la Fig. # 23. De acuerdo a la figura se demuestra, el bastante conocido efecto de decaimiento de la influencia del entrehierro con el crecimiento de la velocidad sincrónica, que involucra un aumento del paso polar. Pero relativamente no es reducida al mínimo la cantidad de material con el incremento de la velocidad.

Las relaciones mostradas en las Figs. # 24 y # 25, tomadas de la literatura, son resultados de cálculos prácticos de un gran número de máquinas. En estas curvas es de gran interés la dependencia del valor máximo de la eficiencia del entrehierro y de la velocidad sincrónica (Fig. 25 d).

2.2. CURVAS EXPERIMENTALES UTILIZADAS EN EL DISEÑO

Los gráficos que proporcionan la literatura obtenidos teórico y

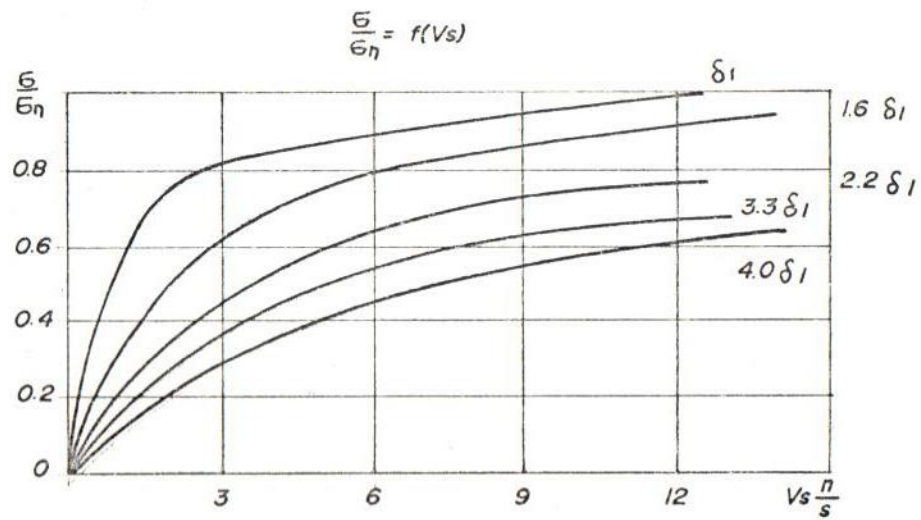


FIG. 22 Factor $\frac{E}{E_{\eta}}$ Vs velocidad sincrónica para diferentes valores del entrehierro.

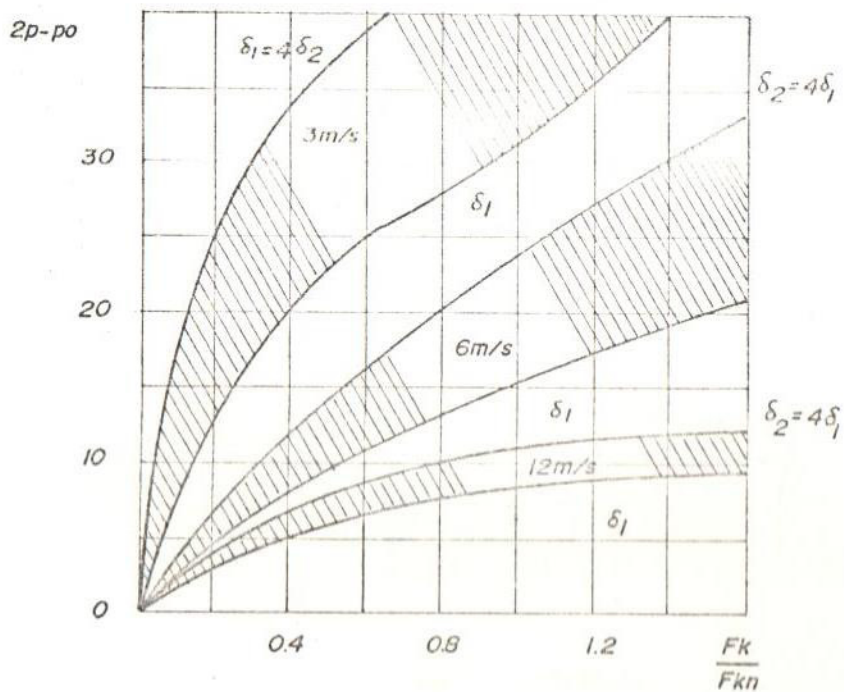
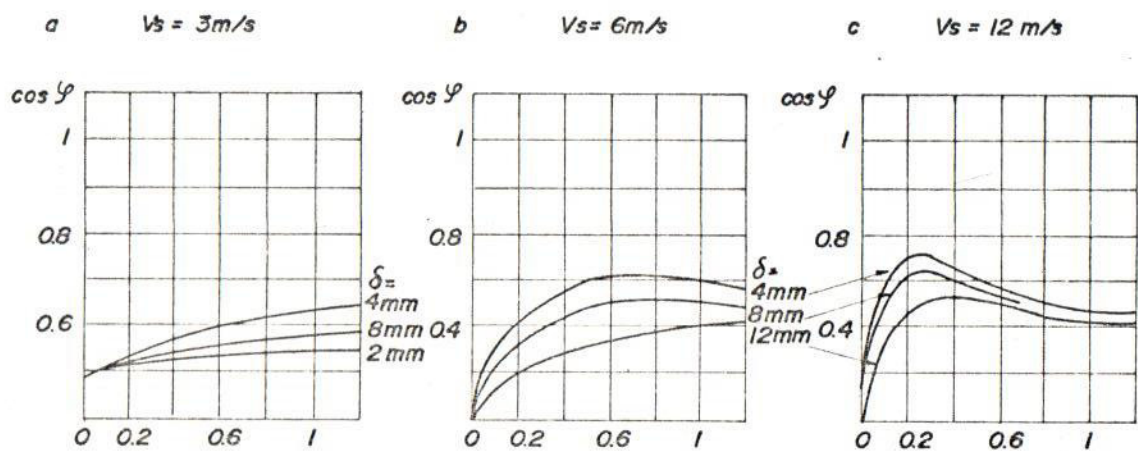


FIG. 23

Números de pares de polos como función del empuje inicial para diferentes valores del entrehierro.



$$\cos \psi = f(V_s, S_n, \delta)$$

FIG. 24 Curvas del $\cos \psi$

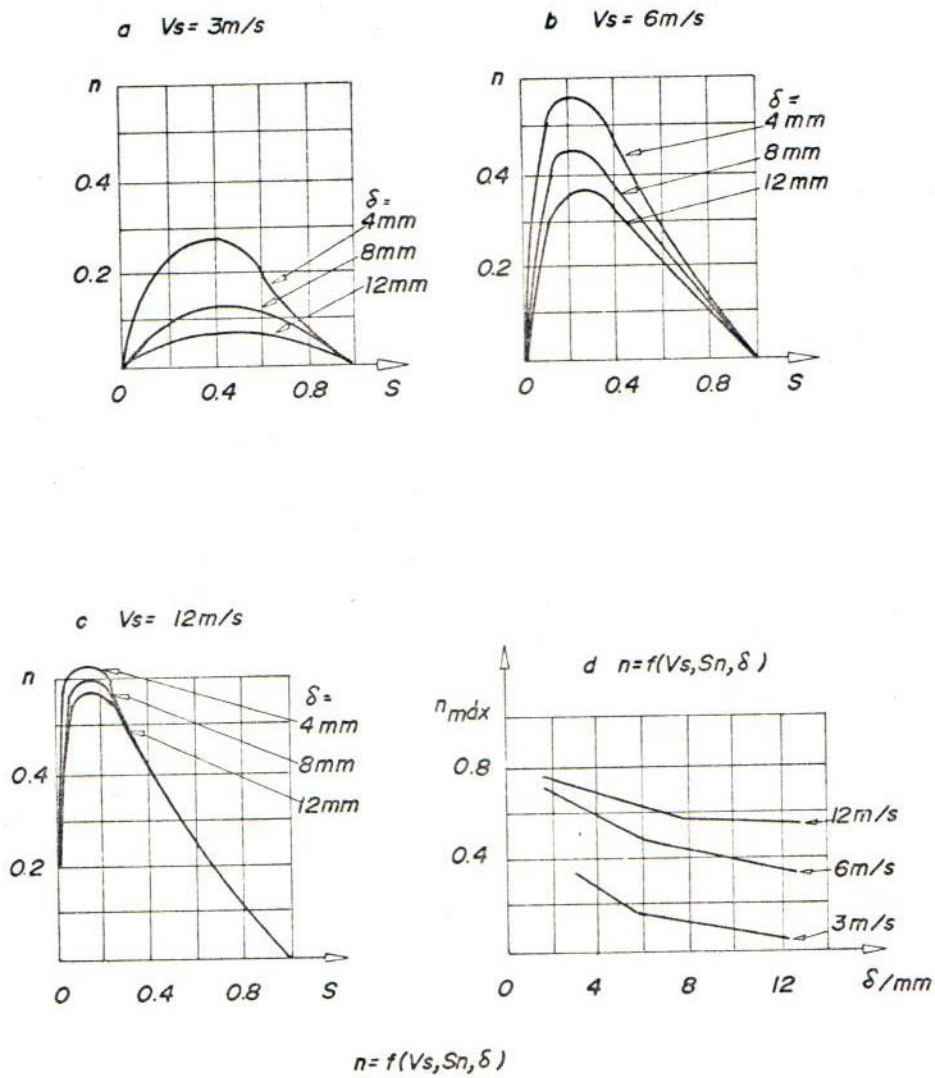


FIG. 25 Curvas de la eficiencia

experimentalmente, representados en las Figs. desde la # 21 a la # 25, nos facilitan enormemente los cálculos para diseñar diferentes motores lineales de inducción que estén dentro de las características que se dieron en la introducción.

2.3. DISEÑO DEL MOTOR LINEAL DE INDUCCION A UTILIZARSE PARA PROPULSAR EL VEHICULO

El vehículo tendrá las siguientes características:

Velocidad: $V_s = 40 \text{ Km/h}$ (12 m/s)

Peso: 3.300 Kg.

Dimensiones: Longitud = 5 m. Ancho = 2 m.

Altura = 2 m.

Deberá ser construído con acero y fibra de vidrio

Fuente de alimentación:

$V = 13.800$ voltios línea a línea

$f = 60 \text{ Hz}$ (frecuencia de la red)

El vehículo tendrá un motor lineal con primario corto bilateral.

La pista tendrá una riel de reacción de aluminio (secundario)

Como guía se utilizarán cuatro ruedas de acero sobre rieles paralelas del mismo material de acuerdo a las características físicas del vehículo. La Fig. # 26 nos proporciona una idea más clara de las características generales del vehículo y la pista.

Las ecuaciones presentadas anteriormente nos ayudan a diseñar ahora otros parámetros importantes del vehículo y de la pista magnética.

A partir de la ecuación (1) tenemos:

$$\tau_p = V/2f$$

$$\tau_p = 12/2 \times 60$$

$$\tau_p = 0.1 \text{ m.}$$

$$\tau_p = 10 \text{ cm. (paso polar)}$$

Como vamos a utilizar un material no magnético en el secundario la experiencia demuestra que la relación entre el paso polar y el entrehierro debe ser menor que 50, es decir:

$$\delta_e = \tau_p/10$$

$$\delta_e = 10/10$$

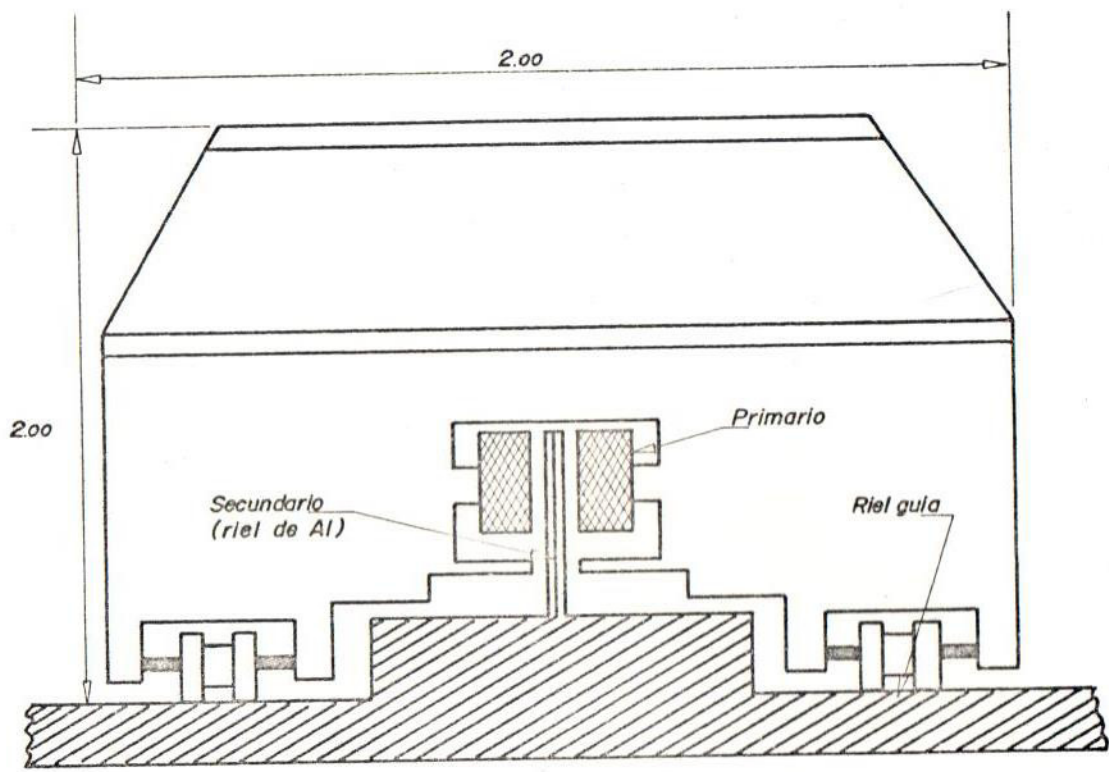


FIG. 26 Ubicación del M.I.L. en el Vehículo.

$$\delta_e = 1 \text{ cm.} \quad (\text{entre hierro})$$

Usando la Fig. # 25 d con $V_s = 12 \text{ m/s}$ y $\delta_e = 10 \text{ mm}$, se obtiene - una eficiencia máxima del 58 % luego de la Fig. # 25 c se obtiene el deslizamiento:

$$s = 0.2$$

De la Fig. 24 c se obtiene el valor del factor de potencia $\text{Cos } \gamma = 0.6$.

De la relación:

$$\sigma_s / \sigma = E/U \cdot \frac{1 - s}{\eta \text{ Cos } \gamma}$$

Tenemos:

$$\sigma_s / \sigma = \frac{1 - 0.2}{0.58 \times 0.6} \cdot E/U$$

$$\sigma_s / \sigma = 2.3 \text{ E/U}$$

Se asume $p = 6$ (número de pares de polos)

Podemos obtener la longitud del núcleo de hierro:

$$L_{xf} = (2p - 1.5) \tau_p$$

$$L_{xf} = (12 - 1.5) 0.1$$

$$L_{xf} = 1.05 \text{ m}$$

Luego obtenemos el factor de reducción:

$$\alpha = \frac{2p - 1.5}{2p}$$

$$\alpha = \frac{12 - 1.5}{12}$$

$$\alpha = 0.875$$

Se comprueba este resultado en la Fig. 21 y de la Fig. 35, haciendo $\sigma_1 = 3 \text{ mm}$ y $V_s = 12 \text{ m/s}$, se obtiene:

$$\sigma / \sigma_s = 0.68$$

De donde:

$$\sigma_s / \sigma = 2.3 \text{ E/U} ; \text{ U/E} = 2.3 \quad \sigma / \sigma_s$$

$$\text{U/E} = 0.68 \times 2.3$$

$$\text{U/E} = 1.5640$$

Entonces:

$$P_m = P_{Si} (1.5640) (0.58) (0.6)$$

$$P_m = P_{Si} U/E \eta \text{ Cos}$$

$$P_{Si} = 1.8 P_m$$

$$\underline{P_{Si} = 1.8 P_m}$$

Se puede calcular ahora la potencia mecánica:

$$V_s = 12 \text{ m/s}$$

$$t = 5 \text{ s. (tiempo de aceleración asumido)}$$

$$a = V_s/t = 12/5 = 2.25 \text{ m/s}^2$$

$$F = m \times a$$

F = fuerza

m = masa del vehículo

a = aceleración.

Peso del vehículo = 3300 Kg.

$$F = (3300) (2.25) \quad \{\text{Kg}\} \times \{\text{m/s}^2\} = \{\text{N}\}$$

$$\underline{F = 7.425 \text{ N}}$$

$$P_m = F \cdot V_s \quad \{\text{N}\} \times \{\text{m/s}\} = \{\text{KW}\}$$

$$P_m = 7.425 \times 12$$

$$\underline{P_m = 89 \text{ KW}}$$

Pero es necesario considerar las pérdidas en la resistencia del -
aire, en la fricción en las ruedas guías, etc.

Asumamos:

$$\underline{P_m = 100 \text{ Kw}}$$

Entonces:

$$P_{si} = 1.8 P_m$$

$$P_{si} = (1.8) (100)$$

$$\underline{P_{si} = 180 \text{ Kw}}$$

De acuerdo a los planes del diseño, el primario bilateral estará -
ubicado en el vehículo; por lo tanto será necesario energizarlo de
alguna forma, utilizando para ello unos contactos rodantes o desli-
zantes (similares a los que se utilizan en la alimentación de los
motores eléctricos rotativos de los trenes eléctricos). Estos con-
tactos tomarán la energía de la línea trifásica aérea rígida (de
cobre) colocada paralelamente junto a la pista. Esta línea estará
alimentada a 13.800 voltios y trabajando a plena carga circularían

por ella 8.87 amperios. Considerando la insignificante caída de voltaje a producirse, los conductores de estas líneas aéreas serán equivalente a un N° 4 AWG de cobre desnudo.

Como el motor lineal del vehículo va a tener un primario bilateral y como no es conveniente alimentarlo en alta tensión, se deberá ubicar en el vehículo un transformador tipo seco, con sus protecciones correspondientes tanto en alta como en baja tensión. Por lo tanto se ubicará un transformador trifásico tipo seco con una relación de transformación de voltaje de 13:800/480 voltios con una capacidad aparente de 225 KVA.

En la figura # 27 se ilustra como sería ubicado el mencionado transformador con sus protecciones en el vehículo.

Desde el transformador se tiene que pasar a los controles de alimentación, de comando y de inversión de la señal de corriente en las bobinas del primario bilateral.

A plena carga cada lado del primario demandará 90 Kw o sea que por los conductores de cada fase circularán 127.5 amperios, en otras palabras, en las bobinas utilizaremos un conductor de cobre barnizado para 600 voltios de calibre N°2 AWG. Las dimensiones reales de este conductor nos dará la pauta para determinar el ancho de ranura y el ancho de dientes entre ranuras, conociendo que el paso -

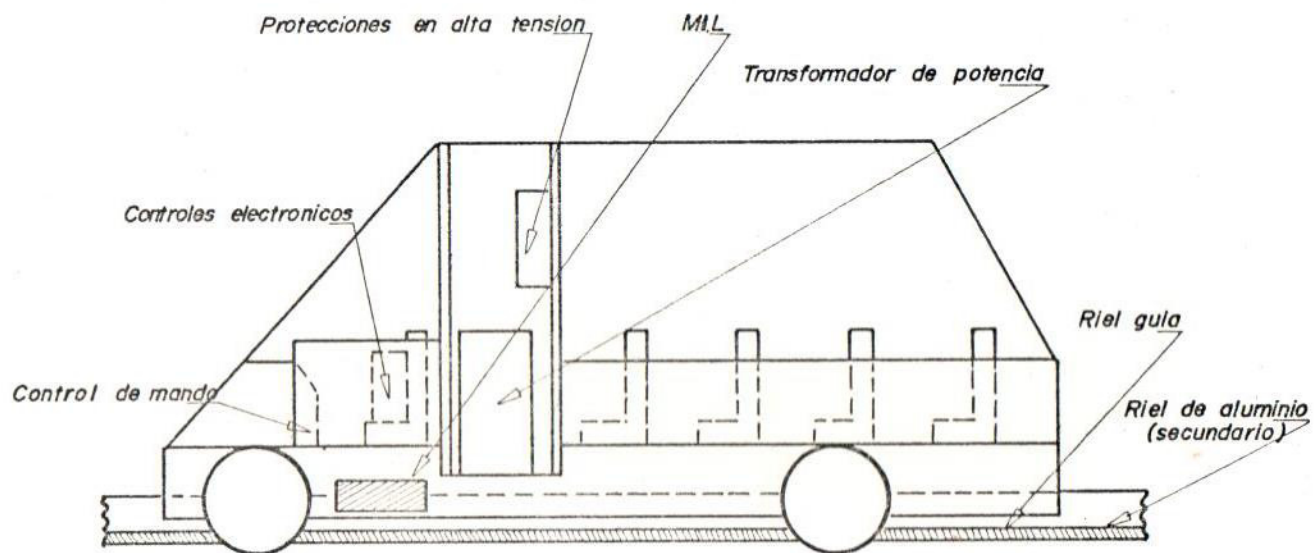


FIG. 27 Ubicación de equipos en el vehículo.

polar es $\tau_p = 10$ cm y que el largo del núcleo de hierro es de 1.05 m.

Así determinando que el diámetro del conductor a utilizarse es de 6.7 mm, se obtienen = 72 ranuras ubicadas en el núcleo de hierro que tendrán un ancho $W_s = 7.3$ mm; de donde el número de ranuras por polo por fase será:

$$q = z/2pm = 72/12 \times 3 = 2$$

$q = 2$ (número de ranuras por polo por fase).

De acuerdo a la literatura en estas máquinas asincrónicas la fuerza de propulsión es igual al cuadrado de la inducción magnética en el entrehierro, así:

$$F = H_\delta^2$$

$$H_\delta = \sqrt{F} = \sqrt{7425} = 86,17 \text{ A/m}$$

Además sabemos que:

$$B_\delta = \mu_0 H_\delta$$

y también que:

$$\phi_\delta = B_\delta A_\delta$$

de donde:

$$\emptyset = \mu_0 H_{\delta} A_{\delta} = 4\pi \times 10^{-7} \times 86,17 \times 2,5 \times 10^{-2} \times 1,05$$

$$\emptyset = 2,84 \times 10^{-6} \text{ weber}$$

Entonces tendremos en el núcleo de hierro:

$$\beta_h = \emptyset / A_h$$

$$\beta_h = \frac{2,84 \times 10^{-6}}{2,4 \times 10^{-2} \times 0,73 \times 10^{-2}}$$

$\beta_h = 1,62 \times 10^{-2} \text{ weber/m}^2$. Con este valor en la curva de magnetización del hierro (Fig. 29) obtengo { 7 } :

$$H_h = 50 \text{ A/m}$$

Sustituyendo este valor en:

$$NI = H_h \ell_h$$

Obtengo el número de vueltas por diente:

$$N = \frac{H_h \ell_h}{I} = \frac{50 \times 51}{127.5} = 20$$

$$N = 20 \text{ vueltas / diente}$$

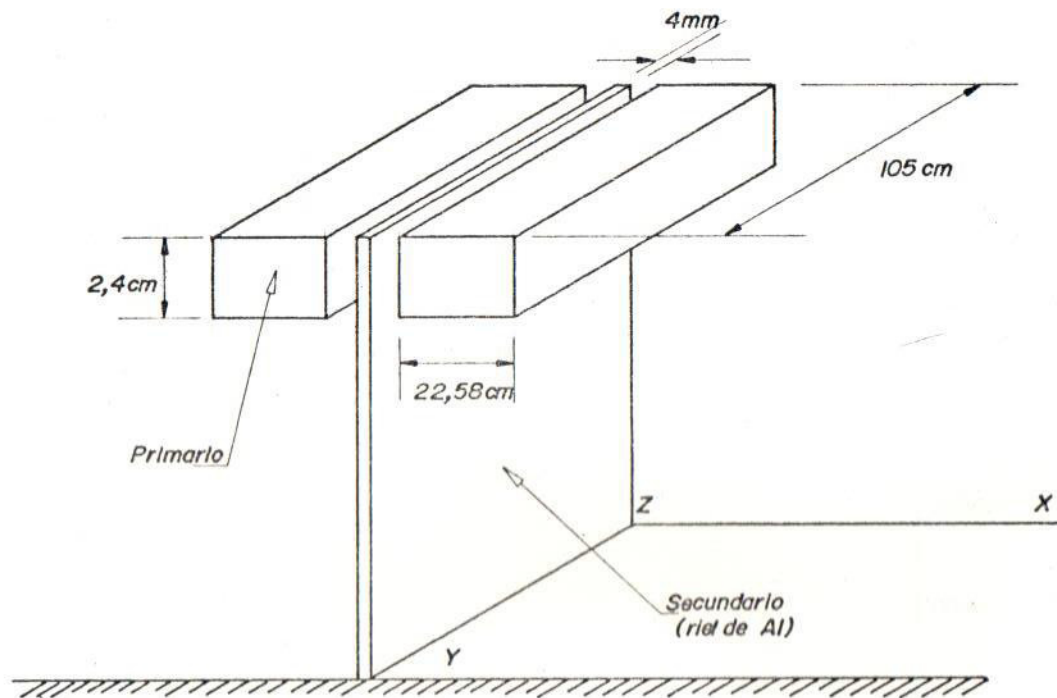


FIG. 28 Características física del M.I.L.

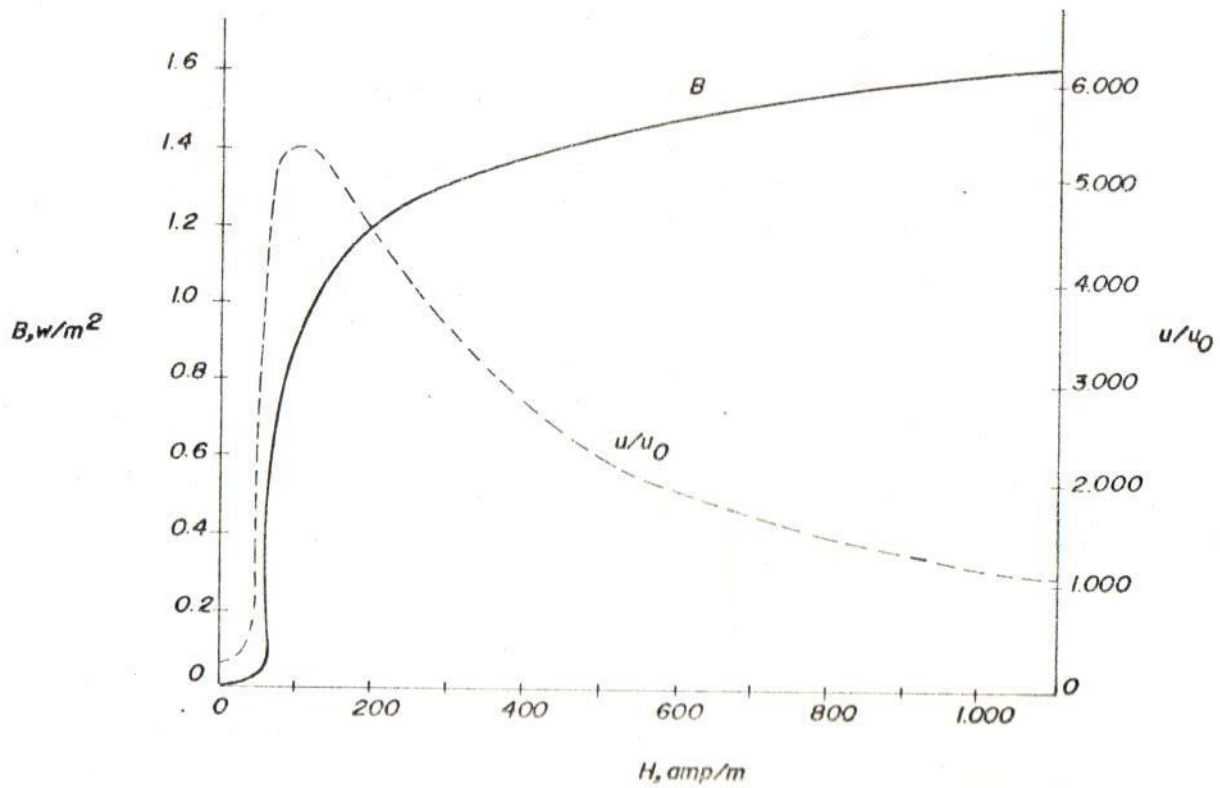


FIG. 29 Curva de magnetización y permeabilidad relativa de hierro comercial (recocido).

Se utilizará un devanado de tipo compacto de dos capas por lo tanto la ranura tendrá una profundidad de 22,58 cm y el paso de ranura será de $t_s = \frac{\tau}{mq} = 10/3 \times 2 = 1,67$ cm.

Con todos estos datos obtenidos y conociendo que el ancho de la riel de reacción de aluminio será igual a $c = \tau_p/4$, según se estableció en el primer capítulo:

$$c = 10/4 = 2.5 \text{ cm.}$$

De acuerdo a los datos experimentales recopilados en el mismo tema del capítulo mencionado, el espesor de la riel será: $2d = 4$ mm. Los parámetros obtenidos pueden visualizarse en la Fig. # 28.

Con todos estos datos tenemos ya definido el diseño del motor lineal a ser utilizado para propulsar el vehículo. Como ambos lados del primario del motor están diseñados para soportar con un margen de reserva la carga máxima, no será necesario utilizar ventilación forzada para refrescar el devanado del primario.

Para la elección del hierro y del aluminio a utilizarse, es necesario que los valores de resistencias y reactancias satisfagan la aproximación (38). Resumiendo la expresión mencionada:

$$F_s = \frac{v^2}{V_s |Z_{eq}|}$$

De donde sustituyendo los valores de $F_s = 7.425 \text{ N.}$, $V_s = 12\text{m/s}$ y $U = 480 \text{ V.}$ Deberemos obtener para nuestro M.I.L. una $|Z_{eq}| = 2,586 \ \Omega .$

2.4. DISEÑO DEL CONTROL DEL VEHICULO

En primer lugar procederemos a analizar un método de control de la velocidad del M.I.L.

Consideremos la expresión (31):

$$P_{si} = \sigma_{\delta} \cdot 2p \cdot \tau_p \cdot b_f \cdot V_s$$

Donde despejando la velocidad tenemos:

$$V_s = \frac{P_{si}}{\sigma_s \cdot 2p \cdot \tau_p \cdot b_f}$$

De acuerdo a esta expresión, para un M.I.L. particular como el que nos preocupa en este análisis, existen aparentemente dos métodos - para controlar la velocidad:

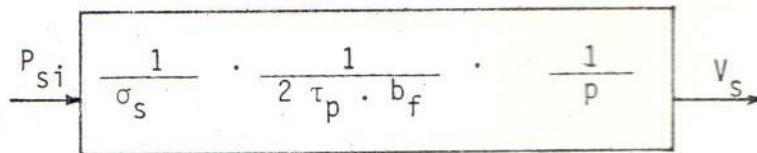
- a. Variando la potencia eléctrica de entrada; pero éste no es un método de control adecuado por que al variar P_{si} , cambiará - obviamente el valor de la fuerza electromotriz inducida, conse-

cuentemente variará también σ_s sin llegar a tener un control estable de la velocidad.

- b. Manteniendo constante la entrada podemos tener un control satisfactorio de la velocidad del motor, variando el número de polos del primario. Cuando se ubican las bobinas en el núcleo de hierro se las deja distribuidas de tal forma que se puedan hacer conexiones entre ellas variando la configuración del inducido para obtener así diferente número de polos y lograr un amplio control de la velocidad.

Para lograr detener el motor (sin desenergizar la fuente) a manera de freno electromagnético podemos diseñar un sistema que cambie la polaridad de parte del devanado de tal forma que se logre invertir la corriente, el flujo inducido y así se produzca una fuerza igual y contraria a la fuerza de repulsión para lograr detener el motor lineal de inducción de una forma rápida y segura.

Construyamos un diagrama de bloques que represente la expresión (31):



Analizando este diagrama tenemos:

- a. La fracción $1/\sigma_s$ depende de la entrada P_{sj} a través de la inducción.
- b. El factor $1/2 \tau_p b_f$ depende exclusivamente de la Geometría - del M.I.L.
- c. Por último el factor $1/p$ que nos va a permitir controlar la velocidad en una forma estable y dependiendo exclusivamente del número de par de polos.

2.5. PRESUPUESTOS Y ALTERNATIVAS

Para tener una idea en el costo de un proyecto de diseño, construcción y montaje de un vehículo propulsado por un motor de Inducción Lineal, tomaremos los valores del presupuesto de un "Maglev" que unirá el Aeropuerto de Bermingham, Inglaterra y una estación de trenes. El recorrido total del vehículo será de 600 m y la velocidad será de 13 m/s (similar a la velocidad del vehículo diseñado - en esta tesis).

El costo total del proyecto, incluyendo todas las obras adicionales de ingeniería civil y mecánica, controles automáticos en microprocesadoras, etc.; es de 2'500.000 libras esterlinas aproximadamente.

Dentro de las alternativas podemos considerar que el costo total - del proyecto dependerá lógicamente del nivel técnico y económico - que se pueda alcanzar decidiéndose por cualquiera de las alternativas (primario corto, primario largo, sencillo o bilateral, etc) que ya hemos analizado anteriormente y también de los equipos adicionales que se deseen instalar o de lo sofisticado que se quiera hacer el proyecto.

Trabajos posteriores a éste y en base a los resultados experimentales que proporcionen las pruebas en el modelo de laboratorio, podrán brindar detalles más concretos sobre una futura alternativa - de construcción real de un sistema "maglev".

CAPITULO III

MODELO ELECTROMAGNETICO A ESCALA DEL MOTOR LINEAL DE INDUCCION

3.1. GENERALIDADES {5}

Quando se realiza teóricamente el diseño de un motor lineal de inducción es imposible completamente alcanzar todas las características deseadas que cumplan con las condiciones propuestas. Esto es debido a que se utilizan factores de aproximación tratando de representar los diferentes efectos especiales que se presentan en estas máquinas, como por ejemplo los efectos transversales y longitudinales de borde a la entrada y a la salida del primario. Se pueden obtener mejores resultados construyendo modelos a escala de los motores reales y estudiando sus características y así optimizando su diseño en una forma práctica en el Laboratorio. Esta tesis contribuye con la presentación concreta de un diseño del modelo experimental a escala, realizable en laboratorio, para que pueda ser utilizado en un próximo trabajo de construcción e investigación.

Para construir el modelo se requiere plantear primeramente una lista de factores de escala. La forma más simple de deducir estos factores es por análisis dimensional {5}. Vamos a considerar tres factores:

- a. Factor de escala de longitud n_l que es definido como la relación entre una de las dimensiones del modelo a construirse y la correspondiente del motor real.
- b. Factor del número de vueltas n_t , definido como la relación entre las vueltas en el modelo y las vueltas en la máquina real.
- c. Factor de escala de corriente n_c , definido como la relación entre la corriente en el modelo y la corriente en la máquina real. Este es un importante factor de escala, pero su validéz es para materiales magnéticos lineales unicamente. Debe realizarse un trabajo posterior que incluya una desviación a la teoría más real.

Para afirmar que hemos diseñado el modelo exacto de una máquina real, según Laithwayte se debe cumplir que el "Factor de Bondad" de ambas máquinas sea el mismo, es decir:

$$G_R = G_E \quad (39)$$

Donde el subíndice R es para lo real y el subíndice E es para el modelo a escala.

Si el "Factor de Bondad" de cada máquina puede escribirse así:

$$G_R = \lambda_R^2 / 4\pi^2 d_R^2 \quad (40)$$

$$G_E = \lambda_E^2 / 4\pi^2 d_E^2 \quad (41)$$

Sustituyendo (40) y (41) en (39), nos resulta:

$$\lambda_E/d_E = \lambda_R/d_R \quad (42)$$

Expresión que nos indica que la relación de la longitud de onda a la penetración de la misma en la máquina real y en el modelo, es la misma.

De (42) obtenemos:

$$\rho_R / \omega_R r = \rho_E / \omega_E \mu_E N_l^2 \quad (43)$$

Si $\mu_R = \mu_E$ tendremos:

$$\rho_E / f_E = \eta_l^2 \rho_R / f_R \quad (44)$$

Es decir que para construir el modelo de la máquina, pueden incrementarse el valor de la conductividad o de la frecuencia de la fuente, o de ambas.

Es así, que usando los 3 factores ya definidos, pueden definirse -

todos los parámetros del modelo. La Tabla IV nos proporciona un listado de dichos parámetros {5} .

La ecuación (44) muestra un posible método para reducir la frecuencia requerida para el modelo, incrementando la conductividad. Así, si en la máquina real utilizamos aluminio en el secundario, en el modelo utilizaremos cobre para mejorar la conductividad.

Diseñaremos ahora un modelo a escala con los datos obtenidos para una máquina real que impulsará un vehículo. Primero procedemos a determinar los valores de los factores de escala:

$$\eta_c = I_E / I_R = 1/10$$

$$\eta_t = N_E / N_R = 1/4$$

$$\eta_\ell = 1/10$$

Con estos factores podemos determinar los parámetros a utilizarse en el modelo:

1. Frecuencia:

$$f_E / f_R = 1 / n_\ell^2 \quad f_E = f_R / n_\ell^2 = \frac{60}{\left(\frac{1}{10}\right)^2} = 6 \text{ KHz}$$

$$f_E = 6 \text{ KHz}$$

2. Voltaje:

$$V_E = \frac{(1/4)^2 (1/100)}{(1/10)} 480 = 30$$

$$V_E = 30 \text{ voltios línea a línea (corriente trifásica)}$$

3. Impedancia terminal:

$$Z_E = \frac{(1/4)^2}{1/10} Z_R$$

$$Z_E = 10/16 Z_R$$

$$Z_E = 5/8 (3,76) = 2,35 \Omega / \text{fase}$$

4. Resistencia:

$$R_E = 5/8 R_R$$

5. Fuerza de empuje:

$$F_E = (1/4)^2 \cdot (1/100)^2 \cdot 7.425$$

$$F_E = 4,6 \text{ N}$$

6. Velocidad:

$$V_E = \frac{1}{1/10} V_R$$

$$V_E = 10 V_R$$

$$V_E = 120 \text{ m/s.}$$

7. Potencia de entrada:

$$P_{si_E} = \frac{(1/4)^2 \cdot 1/10^2}{1/10} P_{si_R}$$

$$P_{si_E} = (1/1600) \cdot 180.000 \text{ W}$$

$$P_{si_E} = 1.125,0 \text{ watos}$$

Así tenemos:

$$p_E/f_E = \eta_l^2 \quad p_R/f_R$$

Donde:

$$f_R = 60 \text{ H}_z$$

$$\eta_l = 1/10$$

Y haciendo $\rho_E = 1/1.5 \rho_R$, es decir incrementando la conductividad del secundario cambiando la riel de aluminio por una de cobre de bajísima resistividad tendremos:

$$f_E = \rho_E / \rho_R f_R n_\ell^2$$

$$f_E = 1/1.5 \cdot 60 \times (1/10)^2$$

$$f_E = 4,0 \text{ KHz}$$

Al reducir el valor de la frecuencia decrecerá notablemente el valor de la velocidad de acuerdo a la ecuación (2):

$$V = 2 \times \tau_p \times f$$

$$V = 2 \times 0,00875 \times 4000$$

$$V = 70 \text{ m/s}$$

Si observamos la expresión (31) podemos darnos cuenta que si aumentamos el número de pares de polos al doble, es decir si hacemos $2p = 12$ utilizando devanado de doble capa tendremos:

$$V = 35 \text{ m/s}$$

que será una velocidad más razonable para nuestro modelo.

3.2. MODELO EXPERIMENTAL

De acuerdo a los factores de escala utilizados y a las variaciones introducidas en la frecuencia y consecuentemente en la velocidad, podemos establecer en la Tabla V una comparación entre los parámetros del modelo experimental a escala a construirse y los de la máquina real.

Para facilitar la construcción del primario del modelo, utilizaremos corriente monofásica en la fuente de alimentación obligándonos dicha variación a subir el voltaje de entrada para mantener constante la potencia de alimentación. De acuerdo a los factores de escala el voltaje a utilizarse debería ser 30 V, 3Ø, pero alimentaremos el modelo con 48 V, 1 Ø.

Debemos definir también las características del secundario, es decir de la riel de reacción de cobre, esta será circular de una longitud de 50 m, con un radio de 7,96 m.

De la misma forma que se diseñó la riel de la máquina real esta tendrá un ancho de: $c = \tau_p / 4 = 0,875 / 4 = 0,220$ cm y un espesor de $2 d = 2$ mm.

Para alimentar este modelo de M.I.L. de primario corto bilateral - tenemos dos alternativas:

1. Hacerlo en forma aérea teniendo la fuente en el centro del recorrido de la pista por medio de un cable que permita el velóz movimiento del modelo.
2. Alimentando la riel guía, que nos parece la forma más adecuada, el primario se alimentaría a través de la riel guía e induciría en la riel de reacción (secundario) la propulsión; entonces las ruedas guías serían los contactos rotativos en este caso.

La fuente de alimentación tendrá las siguientes características: -
48 V 1 Ø 1.500 W. 4KHz . Esta fuente deberá ser variable:

Rango de voltaje: 0 - 50 V

Rangos de frecuencia : 60 Hz - 1 KHz - 4 KHz - 6 KHz

Utilizaremos un devanado de tipo compacto por ser más económico.

3.3. SUGERENCIAS PARA LAS PRUEBAS EXPERIMENTALES

Como ya hemos visto que la mejor forma de estudiar y comprender - totalmente la teoría de los motores líneales de inducción es cons

truyendo un modelo experimental a escala de la máquina real. Construido el modelo se emplearían los métodos experimentales para hacer un paralelo entre el modelo y la máquina real. Una vez probado el modelo y obtenidas características similares a las de la máquina real, estaremos en capacidad de construir ahora un verdadero modelo experimental de una máquina real aún no construída y que se pretende desarrollar en base a la optimización de las propiedades del mencionado modelo.

Podemos determinar los principales pasos a seguir para la construcción del modelo a escala de un M.I.L.:

- a. Utilizando los parámetros de la máquina real y por medio del método dimensional descrito anteriormente, debemos determinar los parámetros del modelo a escala a construirse.
- b. Realizar una inspección de los parámetros obtenidos anteriormente para establecer si pueden ser logrados en la realidad en el modelo físico.
- c. Construcción del núcleo de hierro del primario de acuerdo a las dimensiones establecidas en la Tabla V. Este por lo general se lo construye uniendo láminas de hierro.
- d. Ubicación del devanado de acuerdo a las características de la

Tabla V (se especifican números de vueltas) calibre de conductor, etc).

- e. Elección del tipo de devanado: extendido o compacto. Además se deberán realizar las conexiones en paralelo.
- f. Elección del cobre para la riel secundaria que deberá tener una conductividad superior 1.5 veces a la del aluminio que se utilizarán en la riel de reacción de la máquina real. Esta riel de cobre tendrá una forma circular con una longitud de 50 m, con un radio de 7,96m.
- g. Deberá construirse adicionalmente una riel guía metálica que será alimentada por la fuente de 48 V; 1 \emptyset , de la cual se alimentará el motor lineal a través de unas ruedas metálicas que actuarán como contactos. Esta riel tendrá en su interior a la riel de reacción de cobre y se extenderán paralelamente en forma circular.
- h. Se deberá tener mucha precisión en la construcción de las ruedas guías pues estas son las que darán la longitud del entrehierro ($\delta = 1$ mm).
- i. Se colocará la fuente de alimentación de acuerdo a las carac-

terísticas establecidas anteriormente.

Pruebas Experimentales:

1. Comprobar que la impedancia terminal tiene el valor aproximado al establecido en la Tabla V.
2. Comprobar que la velocidad del modelo es la establecida en la misma Tabla V.

En caso de que no se cumplan estas dos condiciones habrá que hacer variaciones en los parámetros del modelo a escala.

El principal inconveniente en estas pruebas va a ser el efecto de borde el cual es muy difícil incluirlo en los cálculos con suficiente exactitud.

CAPITULO IV

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1. CONCLUSIONES

1. En los motores lineales de inducción se presentan los mismos - efectos físicos electromagnéticos que en las máquinas rotativas y otros efectos especiales adicionales que se deben a la configuración de estas máquinas, como los efectos longitudinales y - transversales de borde del primario.
2. La velocidad del M.I.L. en su riel de reacción decrecerá las frecuencias naturales de ambos, de la riel y del sistema de guía del vehículo. Es posible que a ciertas velocidades estas frecuencias provoquen interacción con el sistema de control de mando y se cause inestabilidad {7} .
3. Las ecuaciones de performance muy prácticas para cálculos de diseño de los M.I.L. de alta velocidad, son derivadas usando la técnica de armónicas espaciales. En orden a suprimir los efectos de borde, la resistividad de la lámina conductora del secundario debe ser algunas veces mayor que la del aluminio, y en aluminio la lámina debe ser muy fina.

El sandwich del secundario con una lámina fina de aluminio a ambos lados de unas placas de hierro y de concreto, o la lámina de aluminio con ductos de enfriamiento es una solución práctica. El número de polos deberá ser grande {8} .

4. Fueron demostradas las relaciones entre la eficiencia del material y del motor por un lado y por otro los parámetros más importantes del motor. Se puede apreciar que para motores con medios devanados al final de los polos hay una gran influencia en el número de pares de polos del diseño.
5. El modelaje a escala es una poderosa herramienta que ayuda a diseñar una pista magnética. La mayoría del trabajo ha sido relacionado a corriente constante, curvas de voltaje constante pueden ser construídas de considerarse necesario así la fuerza de empuje puede ser modelada exactamente, y parecerá razonable que las fuerzas laterales y normales también sean modeladas y medidas más convenientemente a escala, que en la máquina real {5} . Se desarrolló un ejemplo de modelaje considerando y aplicando la teoría expuesta; así también se ha detallado las instrucciones a seguir durante la construcción.
6. Para optimizar las máquinas lineales en términos de, por ejemplo relaciones de longitudes, etc. ellas pueden ser considera

das como modelos electromagnéticos y usadas para formar las bases para el nuevo diseño {5} .

RECOMENDACIONES

1. Que se continúe el trabajo y como próximo paso: Construcción y pruebas del modelo a escala presentado en esta tesis. Este modelo deberá construirse en un Laboratorio del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la ESPOL.
2. Que se vaya depurando la idea definitiva del proyecto final sobre la construcción de la pista magnética para movilización de personal en el nuevo Campus Politécnico de la Prosperina.
3. Que se pongan en ejecución proyectos de tesis relacionados con el sistema de control del modelo a escala.

Se dividen en dos partes:

- Control de la levitación
- Control de la propulsión.

.....

APENDICE A

EL MOVIMIENTO DEPENDE DE LAS FUERZAS MAGNETICAS {8}

Adicionalmente a las fuerzas de control o de mando, el movimiento relativo del primario y del secundario producirá un movimiento de pendiente de la fuerza neta y del par en cada uno. La fuerza neta lateral y el par en la riel pueden ser escritos en la forma:

$$\begin{vmatrix} F_y \\ C_z \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{vmatrix}$$

Para calcular las constantes C y J como una función de la velocidad relativa V_0 , de la longitud del primario L y de la corriente del primario K_0 A/m, modificaremos el análisis de Yamamura. En este modelo doble-dimensional, las corrientes de capa, normales al plano x-y, son asumidas a cada lado del primario en la forma:

$$K_p = K_0 e^{j(\omega t - kx)} \quad (\text{ver figura a})$$

Las corrientes secundarias inducidas en la riel, satisfacen la ecuación:

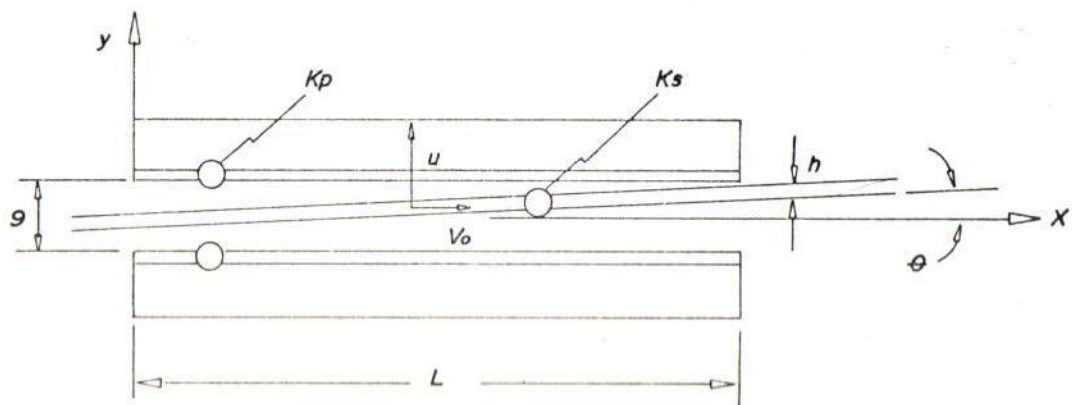


FIG.a Modelo Bidimensional del M.I.L.

$$\frac{\partial^2 K_s}{\partial x^2} = \frac{\mu \sigma h}{\delta} \left\{ \frac{\partial}{\partial t} + V_0 \frac{\partial}{\partial x} \right\} (K_s + K_p) \quad (a)$$

Donde σ es la conductividad de la riel, y h es el espesor de la riel. La solución particular de esta ecuación es el conocido motor infinito - resultante, donde la solución a la ecuación homogénea ($K_p = 0$) da resultados los cuales se calcularán para determinar los efectos de entrada y salida. Incluiremos aquí, solamente el efecto de entrada, para simplificar el estudio. La solución combinada tiene la forma:

$$K_s = (K_1 + iK_2) e^{i(\omega t - kx)} + (K_1 + iK_2) e^{-x/\alpha} e^{i(\omega t - kx)} \quad (b)$$

Donde K_1, K_2 , son reales de V_0 .

El tiempo promedio de la fuerza del carro magnético en la riel está dada por:

$$\langle \underline{f} \rangle = 1/2 \text{ real } K_s \{ (\hat{B}_x^0 \underline{c}_y - \hat{B}_y^0 \underline{e}_x) \quad (c)$$

Donde \hat{B} es la compleja conjugada de B . La fuerza neta y el par están - dados por:

$$\underline{F} = \int_0^L \langle \underline{f} \rangle dx, \quad \underline{c} = \int_0^L \underline{r} \times \langle \underline{f} \rangle dx \quad (d)$$

Donde $\underline{r} = (x - L/2) \underline{e}_x + y \underline{e}_y$ para el desplazamiento y la rotación θ , y

está dada por: $y = u + (x - L/2) \theta$.

En estos cálculos el campo magnético inicial en el entrehierro es aproximadamente:

$$B_y^{\circ} = B_0 e^{i(\omega t - ky)}, B_x^{\circ} = -i(ky)B_y^{\circ} \quad (e)$$

Los resultados combinados de las ecuaciones (b), (c) u (d) producen expresiones para los coeficientes momento-fuerza, los cuales son funciones de Geometría del M.I.L., de la corriente y de la velocidad de deslizamiento. El par y la fuerza de interacción entre el primario y la riel, pueden ser usados luego en un estudio de la dinámica de la riel del M.I.L.

APENDICE B

DINAMICA DEL PRIMARIO DE UN M.I.L. SOBRE UNA RIEL SECUNDARIA FLEXIBLE{7}

Para un M.I.L. de doble primario, la riel secundaria puede ser un poco flexible. También las posiciones relativas de los miembros del primario y del secundario pueden cambiarse, introduciendo fuerzas magnéticas restauradoras en adición a las fuerzas de control de mando de las ruedas de los cojines de aire comprimido. La riel secundaria puede ser tratada como una lámina de canto de longitud infinita. Si la riel tiene huecos longitudinales, la misma puede ser modelada como una lámina no-isotrópica equivalente. Para propósitos de ilustración asumimos una riel de reacción de lámina isotrópica. Bajo las fuerzas laterales $q(x,y)$ la deflexión de la lámina μ debe satisfacer la ecuación del movimiento de la lámina.

$$D \frac{\partial^4 \mu_z}{\partial x^4} + \frac{2\partial^4 \mu_z}{\partial x^2 \partial y^2} + \frac{\partial^4 \mu_z}{\partial y^4} + \frac{eh\partial^2 \mu_z}{\partial t^2} = q(x,y,t) \quad (f)$$

Donde $D = Eh^3/(1-\nu^2)12$, E = el módulo de Young ν = radio de Poisson, h = espesor de la lámina y P = densidad de la masa.

Para obtener una ecuación unidimensional de movimiento, la deflexión es

expandida en términos de la forma vibratoria de una vara de canto. En este ejemplo sólo encontraremos la primera forma de una vara de canto.

$$u_z = u(x,t) \phi(y)$$

Usando un procedimiento variacional llamado método de Galerkin, primero multiplicamos la ecuación por $\phi(y)$ e integramos en y de la base a la altura b .

Otro procedimiento utilizando la energía elástica de la lámina, llamado el método de Rayleigh-Ritz, producirá resultados similares a los siguientes:

$$D_b \frac{\partial^4 u}{\partial x^4} - T \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + K u + \rho h b \left\{ \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} - 2 \frac{\partial^2 u}{\partial x \partial t} + V_0^2 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} \right\} = F(x,t) \phi(y_0)$$

Donde F es la magnitud de la fuerza la cual se mueve con velocidad V_0 , actuando en el punto $y = y_0$. También la ecuación escrita con respecto a las coordenadas las cuales se mueven con la fuerza. Las otras variables son definidas por las ecuaciones:

$$K = D/b^3 \{ 12.36 + \frac{\rho V^2}{R} \} \quad T = 2D/b \{ (1-\nu) 4.68 - \nu 0.86 \}$$

El segundo término en K toma en cuenta las fuerzas centrífugas si la riel estuviese montada en una rueda en rotación, de radio R donde $b \ll R$.

La ecuación representa una onda en una fundación elástica, con una rigidez K , y una tensión T a lo largo de la onda, es interesante notar que

no obstante sin asumir tensión alguna en la riel, la reducción de la ecuación bidimensional de la lámina introduce una tensión efectiva en la ecuación de la onda.

Las propiedades dinámicas de la riel bajo la acción de una fuerza en movimiento puede ser ilustrada estudiando el comportamiento de ondas sinusoidales moviéndose con la velocidad V , así tenemos:

$$u(x,t) = u_0 \exp(i\omega t - kx) \text{ donde } v_0 = \omega/k$$

La relación entre la frecuencia ω y la longitud de onda $2\pi / \omega$ está dada por las raíces de la siguiente ecuación:

$$Dbk^4 + T K^2 + K - m(\omega - V_0 K)^2 = 0, \quad (m = \rho bh) \quad (g)$$

El comportamiento de la relación frecuencia-longitud de onda es como un gran filtro de paso. Así las perturbaciones de baja frecuencia caen fuera de la fuente viajera. Sobre una frecuencia de corte ω_c , las raíces producen una K puramente imaginaria, o la energía de vibración puede propagarse bajo el riel fuera de la fuente en movimiento.

La frecuencia de corte decrece como una función de la velocidad V como se demuestra en la Fig. b. Este comportamiento también puede ser

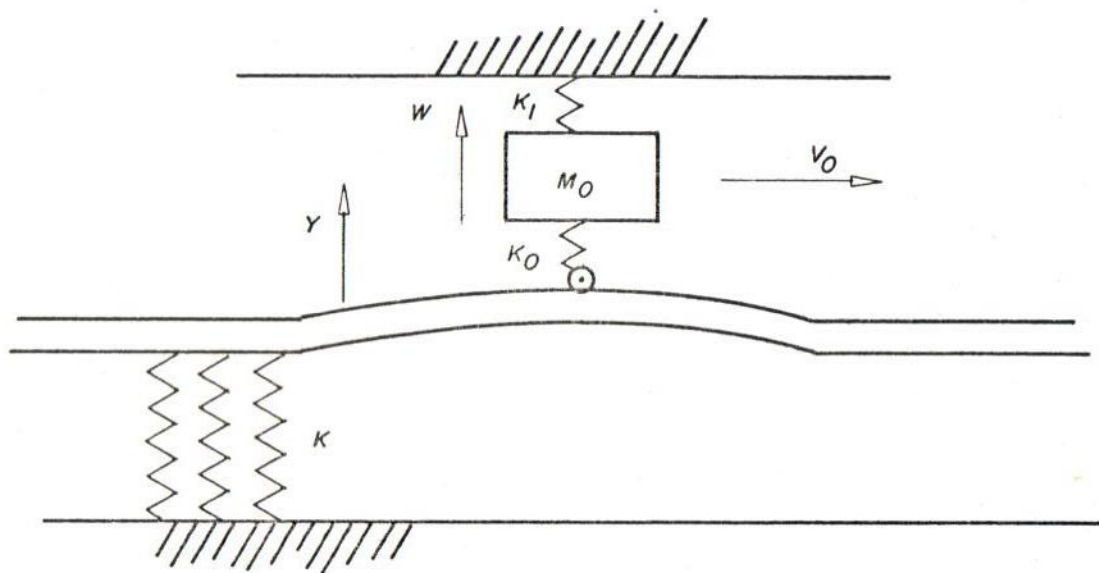


FIG. b Modelo experimental del M.I.L. sistema masa-resorte-riel.

observado en el modelo experimental de una rueda en rotación como muestra la Fig. b.

Para estudiar la dinámica completa, los movimientos laterales y de desequilibrio del primario M.I.L., deberían ser examinados. Sin embargo, para el presente análisis, examinaremos solamente el movimiento lateral y asumiremos la interacción entre el primario y el secundario del M.I.L. representada por un resorte lineal cuya constante de fuerza depende de las fuerzas magnéticas restauradoras y de las fuerzas de mando. También colocaremos un resorte entre el primario del M.I.L. y una referencia móvil, tal como el propio vehículo (ver figura a). Si $f(t)$ es una fuerza de control actuando en el primario, la ecuación de movimiento para el desplazamiento lateral W , toma la forma:

$$M_0 \ddot{W} + K_1 W + K_0 (W - \mu(0)) = f(t) \quad (h)$$

Para examinar el movimiento transiente del sistema acoplado masa-resorte-riel. Las transformadas de Fourier y de Laplace son utilizadas. La ecuación resultante para la transformada del desplazamiento W , está dada por ($S = i\omega$, es la variable de Laplace):

$$\tilde{\omega} \{ M_0 S^2 + K_1 + K_0 + (K_1 + S^2 M_0) K_0 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dK}{\Delta} \} = \tilde{f} \{ 1 + K_0 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dK}{\Delta} \} \quad (i)$$

Donde las condiciones iniciales son asumidas cero, y está dada por:

$$\Delta = \{D_b K^4 + TK^2 + \rho b h (s - i V_0 k)^2\} 2\pi$$

Consideremos ahora un caso especial de $K_0 \gg K_1$, que corresponde a nuestras condiciones experimentales. Usando estas asunciones, la ecuación de la frecuencia para el sistema masa-resorte-riel está dado por:

$$1 + (K_1 - w^2 M_0) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dk}{\Delta(k, w, v_0)} = 0 \quad (j)$$

Usando la técnica de integración de contorno, nosotros podemos demostrar que la frecuencia natural, la cual satisface la ecuación, decrece como una función de la velocidad del primario del M.I.L.

APENDICE C

ECUACIONES DE UN MOTOR LINEAL CON DEVANADO COMPACTO DE DOBLE CAPA {10}

El análisis consiste en mostrar el modelo matemático y en obtener los resultados.

El modelo matemático

El sistema de coordenadas está dado en la Fig. # 12, el modelo en los planos Y y Z se muestran en la figura # 13. Para facilitar el análisis del efecto de borde transversal una serie infinita de primarios - puede ser asumida. Así, es posible un análisis de Fourier de la - distribución de la F M M. La figura # 14 muestra el modelo en - los planos Y y X. Como vimos anteriormente es una ventaja considerar un número infinito de primarios.

Sin embargo, en la dirección de las X, espacios L_L son necesarios por que una "cola magnética ocurre en el borde de salida del motor.

Con un espacio : $L_L = -(mq - \epsilon) t_s L/2 \pi$ un devanado con un número infinito es obtenido siendo igual al de una máquina rotativa. Obviamen

te, en este caso el efecto de borde longitudinal desaparece. Las ecuaciones para el voltaje E, la potencia P, la fuerza F, etc., han sido obtenidas de las siguientes secciones solamente para un lado del motor lineal.

DISTRIBUCION DE LA FUERZA MAGNETOMOTRIZ

Un sistema simétrico de corrientes será asumido para el primario. Esto vendrá bien cuando el motor sea alimentado con un convertidor de frecuencias. Consecuentemente un sistema asimétrico de voltajes será obtenido debido al efecto de borde longitudinal. La distribución de la FMM 22 será:

$$\theta(x_1, z, t) = \frac{2N I_1 \sqrt{2}}{\pi} \sum_{\eta}^{\infty} \sum_{\nu}^{\infty} \frac{K_{\nu}^n}{\nu \omega} y \left(\frac{\text{Cosn } \pi z}{L} \right) \exp$$

$$\left(w_t - \nu x_1 \frac{2\pi}{L} + \frac{\pi}{2m} \right) \quad n = 1, 3, 5 \quad (k)$$

$$\nu_{K\omega} = \frac{1}{2} \frac{\text{Sen } p_{\nu} m q \alpha}{\text{Sen } 1/2(\nu m q \alpha - \pi)} \cdot \frac{\text{Sen } \nu q \alpha/2}{\text{Sen } \nu \alpha/2} \frac{\text{Sen } \nu \frac{mq - \epsilon}{2}}{\text{Sen } \nu \frac{mq - \epsilon}{2}} \alpha \nu_{K' \omega}$$

$\frac{K''}{\omega}$

$$v_{k\omega} = \frac{\text{Sen } 1/2 (v_{mq\alpha} - \pi)}{\text{Sen } 1/2 (v_{q\alpha} - \pi/m)}$$

$$\eta_y = \frac{(L/2h)^2}{(L/2h)^2 - n^2}$$

$$\left\{ \frac{1}{n} \left(\text{Sen } \pi n \frac{c+h}{L} \right) - 2h \text{ Cos } \frac{\pi n c}{L} \right\}$$

SOLUCION DE LAS ECUACIONES DEL CAMPO:

La distribución de la FMM de acuerdo a (K) asume que $y_{1y} = 0$ esto es exactamente verdadero en la más importante sección la región de las ranuras. En el secundario, la riel es relativamente fina comparada con un ancho o con el paso polar. Por lo tanto, es admisible poner $Y_{ay} = 0$. En consecuencia, tenemos también $A_{2y} = A_y = 0$. Aquí A significa el vector de potencial magnético. Tenemos las siguientes ecuaciones aplicadas dentro de la riel.

$$\frac{\partial^2 A_{2,z}}{\partial x_2^2} + \frac{\partial^2 A_{2,z}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A_{2,z}}{\partial z^2} = r_2 \mu_2 \frac{\partial A_{2,z}}{\partial t}$$

$$\frac{\partial^2 A_{2,x}}{\partial x_2^2} + \frac{\partial^2 A_{2,x}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A_{2,x}}{\partial z^2} = r_2 \mu_2 \frac{\partial A_{2,x}}{\partial t}$$

$$\text{div } \vec{A} = 0 \quad \frac{\partial A_{2,x}}{\partial x_2} + \frac{\partial A_{2,z}}{\partial z} = 0$$

En el entrehierro ecuaciones similares son obtenidas. Habiendo introducido las condiciones de frontera, la solución de las ecuaciones inroduce las tres componentes del campo del entrehierro:

$$B_{\delta,y} = j \sum_n \sum_v \frac{L}{v 2\pi} \lambda^2 C_{10} n_y \left(\cos \frac{n\pi z}{L} \exp j \left(t - v \frac{2\pi x_1}{L} \right) \right).$$

$$\cdot (\cosh \lambda y + C_{12} \sinh \lambda y)$$

$$B_{\delta,z} = -j \frac{\pi}{L} \sum_n \sum_v \frac{L}{2\pi y} n_y n C_{10} \sin \frac{n\pi z}{L} \exp j \left(t - v \frac{2\pi x_1}{L} \right) \lambda \cdot$$

$$\cdot (\sinh y + C_{12} \cosh \lambda y) \quad (1)$$

Las constantes son:

$$C_{10} = \frac{\mu_0 16 N I_1 \sqrt{2} v_k / C\pi L}{j\lambda (\sinh \lambda \delta + C_{12} \cosh \lambda \delta)} \exp j \frac{\pi}{2m}$$

$$\lambda^2 = \left(\frac{v \pi}{L} \right)^2 + \left(\frac{n \pi}{L} \right)^2$$

$$C_{11} = \tanh \xi \frac{d}{2}, \quad C_{12} = \xi C_{11} / C \lambda \mu_{r2}$$

$$C_{13} = C_{10}$$

La densidad de la corriente de Eddy en la riel está dada por:

$$J_{2,x} = \frac{-j\pi}{s_2 L} \sum_n \sum_v v_{sw} \frac{L}{2\pi v} C_{13} n y_n \left(\text{Sen} \frac{n\pi z}{L} \right) \exp j$$

$$\left(v_{swt} - v \frac{2\pi x_2}{L} \right) (\text{Cosh } \xi y + C_{11} \text{Senh } \xi y)$$

$$J_{2,z} = \frac{-j}{s_2} \sum_n \sum_v v_{sw} C_{13} \exp j \left(v_{swt} - v \frac{2\pi x_2}{L} \right) n y \left(\text{Cos} \frac{n\pi z}{L} \right).$$

$$\cdot (\text{Cosh } \xi y + C_{11} \text{Senh } \xi y) \quad (m)$$

El voltaje inducido en el devanado será:

$$E_k = j\omega N \sum_n \sum_v \frac{\delta L'}{v 2\pi/l} 2\pi v_{k\omega} C_{10} \lambda^2 (\text{Cosh } \delta + C_{12} \text{Senh } \lambda \delta).$$

$$\cdot n_y^2 \exp j \{ \omega t + 1/2 vq \alpha (m+1-2k) \} \quad (n)$$

El voltaje en los terminales 1-5 obtenido por adición de los voltajes debido a las pérdidas en las ranuras, parte de las pérdidas en los terminales del devanado y la resistencia:

$$U_k \sqrt{2} = R_1 I_{1;k} \sqrt{2} + j\omega (L_{n,1} + L'_{s,1}) I_{1,k} \sqrt{2} - E_k \quad (o)$$

La potencia transmitida a través del entrehierro es:

$$P_{1,\delta} = \text{Re} \left\{ -1/2 I_1 \sqrt{2} \omega N \sum_n \sum_v \frac{8L}{(v \frac{2\pi}{L})^2} v_{k\omega} C_{10} (\text{Cosh } \delta + \dots \right.$$

$$\left. \dots C_{12} \text{Senh } \lambda \delta \right) n_y^2 \exp (-j \frac{\pi}{2m}) \quad (p)$$

Las pérdidas en el secundario por la corriente de Eddy están dadas - por:

$$P_{v2} = P_{1,\delta} - V F_X \quad (q)$$

donde F_X significa la fuerza de tracción de acuerdo a (r).

Tracción y Fuerza Normal

Ventajosamente las fuerzas pueden ser tratadas por las aproximaciones del tensor de Maxwell: \vec{T} . Con este fin, solamente las componentes del campo en el entrenamiento son necesarias. El valor medio de la fuerza con respecto al tiempo es:

$$F_x = \frac{L l^2}{8\pi \mu_0} \sum_{\eta}^{\infty} \sum_{\nu}^{\infty} \frac{1}{\nu} \lambda^3 n_y^2 |c_{10}|^2 \text{Im}(c_{12})$$

$$F_y = \frac{L l^3}{32\pi^2 \mu_0} \sum_{\eta}^{\infty} \sum_{\nu}^{\infty} \frac{\lambda^4}{\nu^2} n_y^2 |c_{10}|^2 (1 - |c_{12}|^2) \quad (r)$$

Convergencia

La convergencia de las series es muy satisfactorio. En la dirección z aproximadamente $n = 7$ es suficiente. En la dirección de las x la su ma tiene que ser tomada sobre el primer par de armónicas de las ranu-

ranuras con ranuras abiertas.

$$v = \pm (z_1 + p) \frac{L_s + L_L}{L_s} \quad 1.1$$

z_1 = número de ranuras

y sobre el segundo par de armónicas de las ranuras con estas semiabiertas:

$$v = \pm (2z_1 + p) \frac{L_s + L_L}{L_s} \quad 1.1$$

T A B L A S

TABLA I {9}

DISEÑO DE LOS PARAMETROS DE UN M.I.L. DE ALTA VELOCIDAD

NUCLEO	$p = 6, \tau = h = 304.8 \text{ mm.}$
RANURA	$W_s = Z_t = 12.7 \text{ mm}, t_s = 25.4 \text{ mm.}$
DEVANADO	$q = 4, \quad = 10/12, N_{ph} = 96$
IMPEDANCIA	$Z_1 = 0.0175 + j 0.2287$

TABLA II {9}

COMBINACIONES DE LAS CONEXIONES DEL DEVANADO DEL PRIMARIO Y DEL SECUNDA
RIO.

CASOS	CONEXIONES DEL PRIMARIO	SECUNDARIO SANDWICH
CASO 1	tipo N- S	$2d_1 = 15.9 \text{ mm}$ plancha de hierro
CASO 2	tipo N- N	Nº1: $d_2 = 2 \text{ mm}$ lámina de aluminio
CASO 3	tipo N- S	$2d_1 = 70 \text{ mm}$ plancha de concre to.
CASO 4	tipo N- N	Nº2: $d_2 = 2 \text{ mm}$ lámina de alumi- nio.

TABLA III {10}

DESPLAZAMIENTO	EFICIENCIA	
	D E V A N A D O	
	EXTENDIDO	COMPACTO
0.1	0.738	0.729
0.15	0.771	0.767

TABLA IV { 5 }

LISTADO DE LOS FACTORES DE ESCALA

PARAMETROS	FACTOR (ESCALA/REAL)
LONGITUD DE ONDA	n_e
FRECUENCIA	$1/n_e^2$
VOLTAJE	$n_t^2 n_c/n_e$
IMPEDANCIA TERMINAL	n_t^2/n_e
RESISTENCIA	n_t^2/n_e
POTENCIA DE ENTRADA	$n_t^2 n_c^2/n_e$
FUERZA	$n_t^2 n_c^2$
VELOCIDAD	$1/n_e$

TABLA V

COMPARACION ENTRE LOS PARAMETROS DE UN M.I.L. Y LOS DE SU MODELO EXPERIMENTAL A ESCALA.

PARAMETRO	MODELO A ESCALA	MAQUINA REAL
FRECUENCIA (f)	4,0 KHz	60 Hz
VOLTAJE (V)	48 V 1Ø	480 V 3Ø
IMPEDANCIA TERMINAL Z	2,35 Ω/fase por lado de pri mario.	3,765 Ω/fase por lado de primario
FUERZA DE EMPUJE (F)	4,6 N	7.425 N
VELOCIDAD (v _s)	35m/s	12 m/s
PODERIA DE ENTRADA (P _{si})	1.125 w.	180 kw
NUMERO DE PARES DE POLOS(2p)	12	6
RAYO POLAR (r _p)	0,875 cm	10 cm
LONGITUD DEL NUCLEO DE HIERRO (l ₁)	10,5 cm	105 cm
CORRIENTE DE LINEA (I ₁)	12,75A	127.5A
RANURAS/POLO/FASE(q)	2	2
VUELTAS POR FASE (N)	5	20
ANCHO DE RANURA (w _s)	2,1875mm	7,3 mm
PROFUNDIDAD DE RANURA	22,58 mm	22,58 cm
ANCHO DEL SECUNDARIO (PILA DE REACCION)	c=2,2 mm	c=2,5 cm
ESPESOR DEL SECUNDARIO(2d)	2d= 2mm	2d= 4mm
ESPESOR (s)	1 mm	1 cm

SIMBOLOGIA

A_m	=	Area del circuito magnético
A_e	=	Area del circuito eléctrico
α	=	Factor de reducción que toma en cuenta el efecto de borde
β_T	=	Paso de Bobina
c	=	Ancho del secundario (riel de reacción)
d	=	Profundidad de penetración de la onda electromagnética
δ	=	Longitud del entrehierro
E	=	Voltaje inducido
ρ	=	Resistividad
F	=	Empuje parcial
F_e	=	Empuje al final de los polos
F_{MM}	=	Fuerza Magnetomotriz
F_t	=	Empuje total
f	=	Frecuencia (Hz)
F_z	=	Fuerza Normal
γ	=	Angulo de atraso de la corriente con respecto al voltaje
G	=	"Factor de Bondad"
I_1	=	Corriente del primario del M.I.L.
I_μ	=	Corriente de Magnetización
I	=	Corriente de fase
J'	=	Densidad de corriente de línea

L	=	Longitud del núcleo de hierro del primario
λ	=	Longitud de onda
m	=	Número de fases
M.I.L.	=	Motor de inducción lineal
η_c	=	Factor de escala de corriente
η_l	=	Factor de escala de longitud
η_t	=	Factor de escala del número de vueltas
N_{eff}	=	Número de vueltas efectivas en serie por fase
N_{ph}	=	Número de vueltas en serie por fase
η	=	Eficiencia
p	=	Número de polos
P	=	Potencia de salida en el entrehierro
P_m	=	Potencia mecánica de salida
P_s	=	Potencia aparente de entrada en el estator
P_{si}	=	Potencia aparente de entrada
q	=	Número de ranuras por polo por fase
σ_s	=	Coeficiente que depende de la inducción en el entrehierro de la carga eléctrica (A/cm) y del efecto de borde
σ	=	Conductividad
t_s	=	Paso de ranura
τ_p	=	Paso polar
μ	=	Permiabilidad
μ_0	=	Permiabilidad del aire = 4×10^{-7}
V	=	Voltaje terminal

- V_s = Velocidad
- W = Número de conductores en el devanado del M.I.L.
- ω = Frecuencia (radianes)
- ω_s = Ancho de ranura
- z = Número de ranuras ubicadas en el núcleo
- Z = Impedancia

B I B L I O G R A F I A

1. BUDIG P.K, "Some Remarks of the Device of Three Phase Linear Motors for Low Synchronous Speed", Linear Electric Machines Conference - Publication Number 120, Whitefriars Press Ltd, London and Tonbridge, 1974.
2. EASTHAM J.F., y BALCHIN J.M., "Pole-Change Linear Induction Motors" Linear Electric Machines Conference Publication Number 120, Whitefriars Press Ltd., London and Tonbridge, 1974.
3. FREEMAN E.M. y LOWTHER D.A., "Normal Force in Single-Sided Linear Induction Motors", Whitefriars Press Ltd., London and Tonbridge, 1974.
4. LAITHWAITE E.R., "Three - Dimensional Engineering" Linear Electric Machines Conference Publication Number 120, Whitefriars Press Ltd, London and Tonbridge, 1974.
5. LOWTHER D.A. y FREEMAN E.M., "Electromagnetic Scale Models of Lineal Induction Motors", Linear Electric Machines Conference Publication Number 120, Whitefriars Press Ltd, London and Tonbridge, 1974.

6. MARKEY P.J., *English Electric and MACHINES LTD*, "Linear Induction Motors".
7. MILLBANK PAUL, "New Maglev Link Opens Door to World Sales", *Electrical Review*, Vol. 208 N° 10, Marzo 13-1981.
8. MOON F.C. and DOWELL E.H., "Dynamic Interaction Between a Linear Induction Motor and Elastic Reaction Rail", *Linear Electric Machines - Conference Publication Number 120*, Whitefriars Press Ltd, London and Tonbridge, 1974.
9. NONAKA S. and YOSHIDA K., "The Characteristics of High-Speed Linear Induction Motors Analysed using a Space Harmonic Technique ", *Linear - Electric Machines Conference Publication Number 120*, Whitefriars Press Ltd, London and Tonbridge, 1974.
10. OBERRETI K., "Linear motors with Special Double-Layer Windings" *Linear Electric Machines Conference Publication Number 120*.
11. REITZ R. y MILFORD J., *Fundamentos de la Teoría Electromagnética*, UTEHA MEXICO. 1979.
12. RESIN M.G., PIRUMIAN N.M., SARALUPOV F.N. YASENEV N.D., "Some Aspects of the Linear Motor's Design and Application", *Linear Electric Machines Conference Publication Number 120*, Whitefriars Press Ltd, London and Tonbridge, 1974.