

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

PROGRAMA DIGITAL PARA EL CALCULO MATRICIAL DE PARAMETROS ELECTRICOS
EN LINEAS DE TRANSMISION

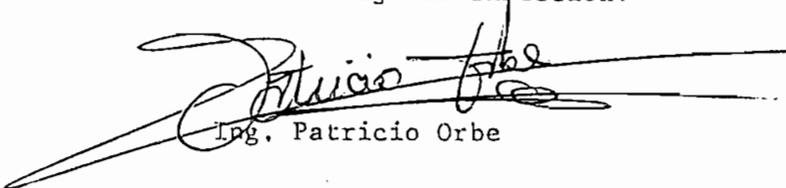
TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO ELECTRICO EN LA
ESPECIALIZACION DE POTENCIA

WILSON RAUL CHILUISA CARRILLO

Quito, Diciembre de 1.979.



Certifico que el presente trabajo
fue realizado por el Sr. Wilson -
R. Chiluisa C. bajo mi dirección.


Ing. Patricio Orbe



AGRADECIMIENTO

Al Sr. Ing. Patricio Orbe, Director de Tesis, por su constante ayuda durante la elaboración del presente trabajo, a todas las personas que conforman el Instituto de Informática y Computación; y, a la Srta. Carmen Cabezas por sus trabajos Mecanográficos.

A MIS PADRES Y HERMANOS

INDICE

	PAG.
LISTA DE SIMBOLOS	1
 <u>CAPITULO I .- INTRODUCCION</u>	
1.1 OBJETIVO	3
1.2 JUSTIFICACION DE UN PROGRAMA DE CALCULO UNICO	
1.3 ALCANCE Y RESTRICCIONES	4
 <u>CAPITULO II .- PARAMETROS ELECTRICOS EN LAS LINEAS DE TRANSMISION</u>	
2.1 INTRODUCCION	6
2.2 EFECTOS DE LA FRECUENCIA SOBRE LOS PARAMETROS DE LA LINEA	8
2.3 EFECTOS DE LA RESISTIVIDAD DE LA TIERRA	9
2.4 EFECTOS DE LA ESTRATIFICACION DE LA TIERRA	11
2.5 CALCULO DE LA MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE PARA TIERRA MULTIPLE	12
2.5.1 CALCULO DE LA IMPEDANCIA INTERNA DE UN CONDUCTOR	14
2.5.2 EFECTOS DEL RETORNO POR TIERRA	17
2.5.3 EFECTO DE LA FLECHA EN LOS PARAMETROS DE LA LINEA	22
2.5.4 HACES DE CONDUCTORES	24
2.6 REDUCCION DE LA MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE	27
2.6.1 ELIMINACION DE LOS CABLES DE GUARDIA	
2.6.2 REDUCCION DE LINEAS TRIFASICAS EN DOBLE CIRCUITO A CIRCUITO SIMPLE	28
2.7 TRANSPOSICIONES EN LINEAS TRIFASICAS	31
2.7.1 LINEAS TRIFASICAS EN CIRCUITO SIMPLE	32
2.7.2 LINEAS TRIFASICAS EN DOBLE CIRCUITO	35
2.8 CALCULO DE LA MATRIZ DE ADMITANCIA PARALELO	36
2.8.1 MATRIZ DE CAPACITANCIAS	38
2.8.2 EFECTO DE LA TIERRA SOBRE LA CAPACITANCIA DE LAS LINEAS	40
2.8.3 MATRIZ DE ADMITANCIA Y MATRIZ REDUCIDA	42
2.9 MATRICES DE IMPEDANCIA Y ADMITANCIA EXPRESADAS EN TERMINOS DE SECUENCIA	45

CAPITULO III .- DESARROLLO DEL PROGRAMA

	PAG.
3.1 DESCRIPCION DEL PROGRAMA	50
3.2 EXPLICACION DE LAS SUBROUTINAS	
3.3 DIAGRAMAS DE FLUJO	54

CAPITULO IV .- EJEMPLOS DE APLICACION

4.1 CASO MONOFASICO	72
4.2 CASO BIFASICO	75
4.3 CASO TRIFASICO, CIRCUITO SIMPLE ✓	77 ✓
4.4 CASO TRIFASICO, DOBLE CIRCUITO	79
4.5 CASO TRIFASICO, DOBLE CIRCUITO, CON CONDUCTORES EN HAZ	81

CAPITULO V .- CONCLUSIONES

APENDICE "A"	92
APENDICE "B"	99

REFERENCIAS

112

LISTA DE SIMBOLOS

- B = matriz de distancias geométricas
C = matriz de capacitancias
D_{ij} = distancia entre el conductor i y la imagen de j
d_{ij} = distancia entre los conductores i e j
DMG = distancia media geométrica
E = vector campo eléctrico
f = frecuencia (Hz)
flecha máxima
H = vector intensidad de campo magnético
I = matriz de corrientes
J = vector densidad de corriente
l = longitud de la trayectoria superficial de un hilo exterior
M = punto de flecha máxima
m = número de cables de guardia
n = número de conductores de fase
número de hilos de la última capa de un conductor cableado
número de intervalos
orden de una matriz
P = matriz de coeficientes de potencial
Q = matriz de carga
R = matriz de resistencia serie por unidad de longitud
r = radio de un hilo exterior
RMG = radio medio geométrico
T = posición que ocupa el conductor en la torre
V = matriz de voltajes
ΔV = matriz de caídas de tensión
X = matriz de reactancia serie por unidad de longitud
(x,y) = sistema de coordenadas cartesianas
Y = matriz de admitancia
YF = nueva posición que ocupa el conductor a lo largo de la línea por efecto de la flecha
y^{a,b,c} = matriz de admitancia shunt en componentes de fase
y^{0,1,2} = matriz de admitancia shunt en componentes simétricas
Z = matriz de impedancia serie por unidad de longitud
z^{a,b,c} = matriz de impedancia serie en componentes de fase
z^{0,1,2} = matriz de impedancia serie en componentes simétricas

- ϵ = permitividad
- μ = permeabilidad
- ρ = resistividad
- σ = conductividad
- ω = frecuencia angular (rad/s)
- ∇^2 = operador Laplaciano
- α = variable de integración
- parámetro de transformación
- ϵ = límite superior de integración
- β = parámetro de transformación

CAPITULO I

INTRODUCCION

1.1 OBJETIVO

El objetivo de la presente tesis es disponer de un programa digital capaz de calcular los parámetros de líneas de transmisión con cualquier configuración.

1.2 JUSTIFICACION DE UN PROGRAMA DIGITAL DE CALCULO UNICO

Un programa de cálculo único se justifica desde el punto de vista del tiempo de cómputo empleado y de la simplicidad con que se proporcionan los datos.

El programa emplea un método de cálculo nuevo basado en operaciones matriciales que evalúa las impedancias y admitancias tanto propias como mutuas.

Contribuyen a la formación de la matriz de impedancia serie las matrices de: impedancia interna, impedancia debida a la geometría del circuito e impedancia de retorno por tierra. La impedancia interna se calcula por un método experimental basado en la densidad de corriente superficial; dicho en otras palabras se toma en cuenta el efecto superficial o skin. La impedancia debida a la geometría del circuito se calcula en base a las coordenadas de la línea y. Para la impedancia de retorno por tierra se implementa un nuevo método de cálculo que se basa en la transformada compleja de Fourier adaptada a métodos numéricos.

Como se puede ver este método sobrepasa a todos los métodos de cálculo considerados convencionales, a saber: empleo de curvas⁵, empleo de tablas⁹, empleo del concepto de la distancia media geométrica con reducción a un equivalente por fase⁶, empleo de factores para

tomar en cuenta el retorno por tierra⁷.- Además este método es más avanzado que aquel presentado en la referencia (11) en la que se emplean tablas promedio de resistencia y reactancia para el -- cálculo de la impedancia interna; y, las correcciones de Carson - para el cálculo de la impedancia de retorno por tierra.

Los parámetros se calculan tanto en componentes de fase, como en componentes simétricas.

1.3 ALCANCE Y RESTRICCIONES

El campo de aplicaciones que encuentra el programa es muy amplio, abarca desde un simple circuito monofásico formado por un solo conductor, hasta un doble circuito trifásico con cuatro conductores por fase y cuatro cables de guardia. El programa opera para cualquier configuración de circuito.

En la tabla 1 se resume todos los casos posibles. Se puede - aumentar el alcance del programa cambiando únicamente el dimensionamiento e introducción pequeñas modificaciones en el programa ya que éste es muy versátil.

En cuanto a restricciones debe tomarse en cuenta las siguientes:

- El programa no opera con más de veinte y cuatro conductores - de fase ni más de cuatro cables de guardia.
- El programa no opera con conductores sólidos.

T A B L A 1

TIPO DE CIRCUITO	MONOFASICO	BIFASICO	TRIFASICO SIMPLE	TRIFASICO - DOBLE CIRCUITO
Con conductores simples				
Con 2 conductores / fase				
Con 3 conductores / fase				
Con 4 conductores / fase				
Sin cables de guardia				
Con 1 cable de guardia				
Con 2 cables de guardia				
Con 3 cables de guardia				
Con 4 cables de guardia				
Con retorno por tierra				
Sin retorno por tierra				
Se toma en cuenta Z_c				
No se toma en cuenta Z_c				
Con transposición	x	x		
Sin transposición				
Con flecha				
Sin flecha				
Simétrico	x			
Asimétrico				

No se consideran los circuitos marcados con X

CAPITULO II

PARAMETROS ELECTRICOS EN LAS LINEAS DE TRANSMISION

2.1 INTRODUCCION

Las matrices de impedancia serie y de admintancia shunt son componentes muy importantes de un sistema eléctrico de potencia, razón por la cual a lo largo de los años se han ido discutiendo teorías cada vez más avanzadas con el afán de encontrar la solución que también tome en cuenta el efecto de las corrientes de desplazamiento.

En 1.926 Carson¹ presentó la solución para las impedancias propias y mutuas de un conductor en la presencia de una tierra homogénea semi-infinita.- En su solución para el campo magnético los resultados fueron expresados en términos de una serie infinita convergente, luego expresó estas series en términos de una integral rápidamente convergente.

Un poco más tarde Wise² extendió el análisis para tomar en cuenta las corrientes de desplazamiento cuando las permitividades relativas de la tierra y el dieléctrico no son iguales.

Recientemente Mullineux y Reed² mostraron que la integral de Carson puede ser derivada haciendo uso de la Transformada doble de Fourier y al mismo tiempo generalizaron el método permitiendo que la permeabilidad relativa sea la unidad; además, como un caso particular - ellos han llegado a resultados similares a los dados por Carson en el caso de que la tierra sea homogénea.

ECUACIONES FUNDAMENTALES:

En un elemento de longitud de línea Δx , la corriente que fluye en cualquiera de los conductores de la línea produce una caída de tensión en ese conductor e induce voltajes en todos los otros conductores permitiendo escribir que:

$$\Delta V_k / \Delta x = - \sum_{j=1}^n Z_{kj} I_j \quad \text{--- (2.1)}$$

$k = 1, 2, \dots, n$

El signo negativo aparece porque el cambio de voltaje es negativo para aumento de x. Debido al potencial de los conductores se producen corrientes shunt por unidad de longitud y se puede escribir:

$$\Delta I_k / \Delta x = -Y_{kk} V_k + \sum_{j=1}^n Y_{kj} V_j \quad \text{--- (2.2)}$$

$k = 1, 2, \dots, n$

Alternativamente definiendo a Z como matriz de impedancia serie, a Y como matriz de admitancia shunt, en el límite, donde $\Delta x \rightarrow 0$:

$$dv/dx = -Z I ; \quad di/dx = -Y V \quad \text{--- (2.3, 2.4)}$$

tal que,

$$d^2 v / dx^2 = Z Y V \quad \text{--- [2.5]}$$

donde Z, Y son matrices de orden (nxn) válidas únicamente para una frecuencia escogida. Estas son las matrices que vamos a obtener en la presente tesis.

Una línea de transmisión aérea consiste esencialmente de un grupo de conductores dispuestos paralelamente y montados sobre soportes, que sirven para transportar la energía eléctrica desde las centrales generadoras hasta las subestaciones de distribución.

En el sistema de transmisión pueden existir otros conductores, los hilos de guardia, que dan el blindaje o apantallamiento a la línea, por lo general estos conductores están conectadas a tierra en las torres.

De este modo se puede visualizar a la línea como un arreglo de conductores, bastante complejo, donde existe acoplamiento entre los conductores sean éstos de fase o de tierra.

Una línea eléctrica de transporte tiene cuatro parámetros que influyen en su aptitud para llenar su función como componente de un sistema eléctrico de potencia.- Estos parámetros son: resistencia , inductancia, capacitancia y conductancia.

Dependiendo del material del que están hechos y sus dimensiones, los conductores tienen una resistencia definida; por otra parte el campo magnético producido por la corriente alterna que circula por un conductor se concatena con los otros lo que origina una inductancia asociada con cada conductor. Además existe una capacitancia entre cada par de conductores y entre cada conductor y tierra ; y, por otra parte, dado que el aislamiento no es perfecto puede existir una corriente de dispersión a tierra, efecto que puede ser representado con una resistencia entre el conductor y tierra.

Dado que una línea de transmisión es el elemento más común en las redes de potencia, los parámetros mencionados anteriormente se deben conocer, ya que los modelos matemáticos usados para su representación al igual que las constantes es el primer tópico que deben estudiar las personas interesadas en la ingeniería de los sistemas eléctricos de potencia.

El cálculo se hará para las matrices de impedancia serie y admitancia paralelo. Se incluirá el efecto de la resistividad de tierra para incluir el efecto de la frecuencia en los parámetros de la línea.

2.2 EFFECTOS DE LA FRECUENCIA SOBRE LOS PARAMETROS DE LA LINEA

Los parámetros de una línea de transmisión dependen de la frecuencia a la cual es hecha la medida; éstos varían continuamente con ella. Para frecuencia menores que 10^3 rad/s las variaciones no son muy significativas; mientras que para frecuencias mayores que 10^3 rad/s las variaciones son de tipo exponencial, como se puede ver en la Fig. 2.1

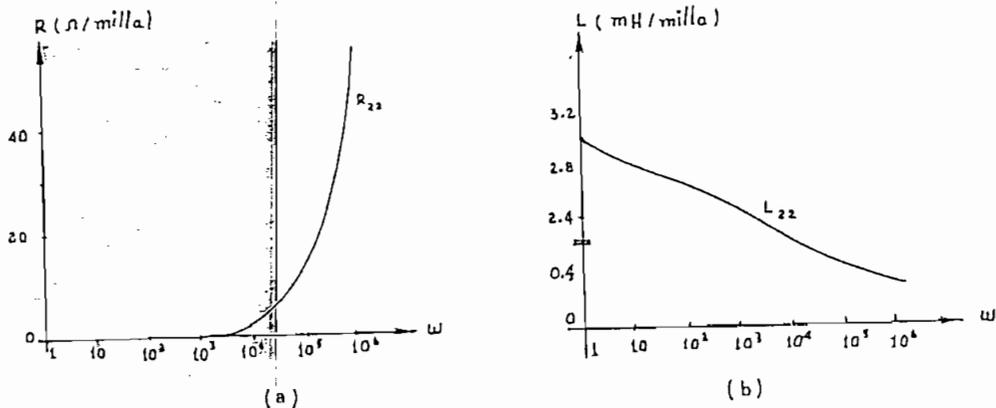


FIG. 2.1

Parámetros típicos de una línea de 275 KV.
 (conductor de guardia eliminado)
 2.1a) resistencia, 2.1b) inductancia.

2.3 EFFECTOS DE LA RESISTIVIDAD DE LA TIERRA

Las líneas de transmisión generalmente atraviesan por terrenos - cuya estructura del suelo no es homogéneo.- Se define como suelo no homogéneo a aquel que no tiene la misma resistividad en todo el conjunto medio. La resistividad no es única si el suelo no es uniforme, ésta varía entre 7 ohm-m y 10.000 ohm-m que corresponden a valores de resistividad del suelo orgánico húmedo y de mantos rocosos respectivamente.¹⁴ La resistividad del suelo es una función de la profundidad bajo la superficie del terreno y es sumamente variable con las condiciones atmosféricas: la lluvia, el sol, las estaciones del año e incluso la hora del día; en otras palabras la resistividad es una función inversa de la humedad y de la temperatura como se puede ver en la Fig. 2.2:

Los estudios de resistividad se basan en dos principios fundamentales:

1.- La densidad de corriente es mayor en el material mejor conductor, por lo tanto las líneas de corriente tratarán de concentrarse en este material.

2.- El campo eléctrico está dado por,

$$E = \rho J \text{ ----- (2.6)}$$

además,

$$E = -\Delta V \text{ ----- (2.7)}$$

esto quiere decir que toda manifestación de corriente, será reflejada en una diferencia de potencial.

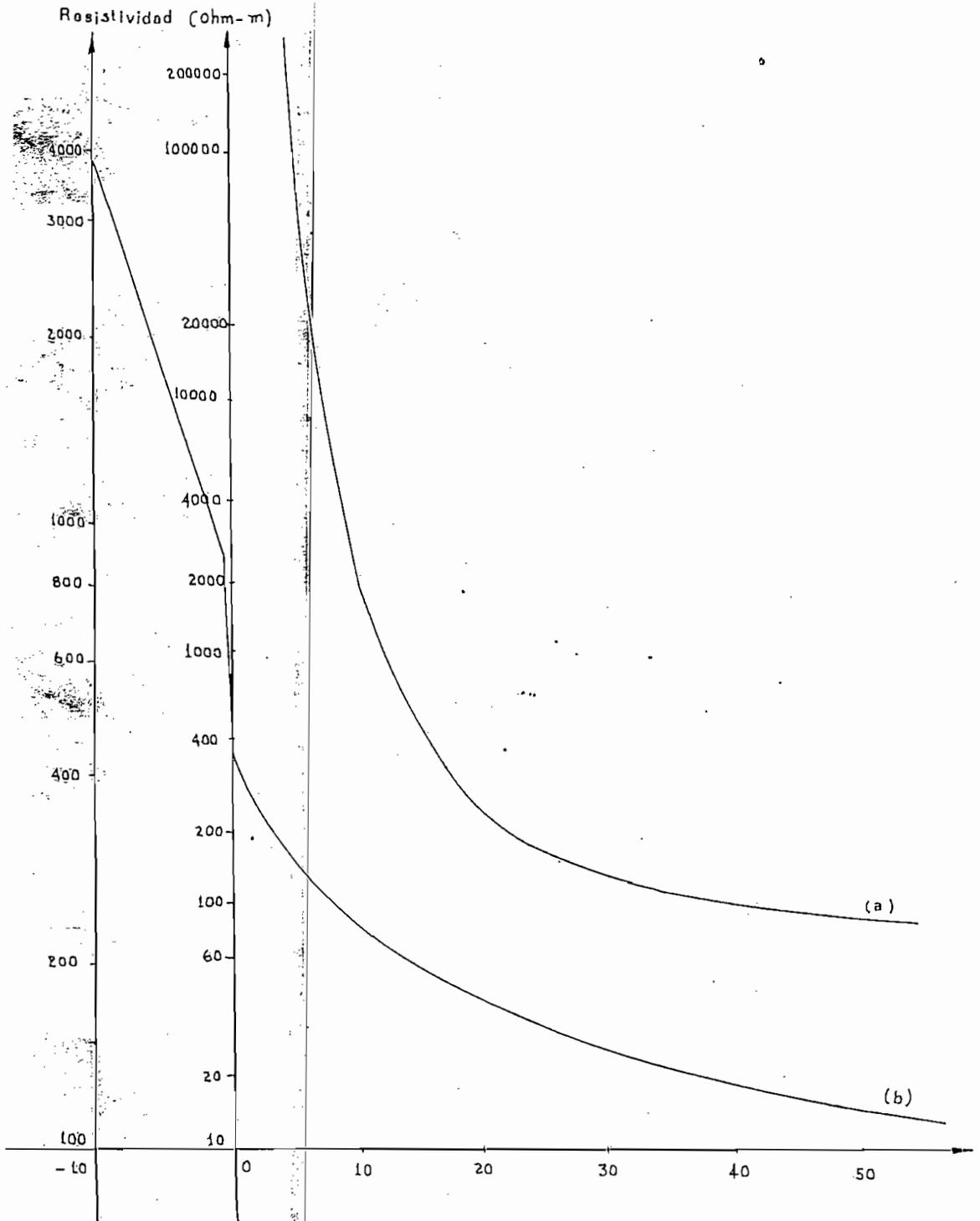


FIG. 2.2 Resistividad de la cangahua, 2.2a) en función de la humedad, 2.2b) en función de la temperatura(°C)

Debido a la diversidad de los valores de resistividad que se pueden obtener en un mismo suelo, en muchos casos se obtiene resultados aceptables escogiendo un valor promedio de la misma.

Puesto que Z depende de la contribución del camino de retorno por tierra, es necesario que consideremos este efecto.

2.4 EFFECTOS DE LA ESTRATIFICACION DE LA TIERRA

En lo que se refiere a la estratificación de la tierra se consideran dos capas: una superior de profundidad d y resistividad ρ_1 ; y , una segunda de profundidad infinita y resistividad ρ_2 , Fig. 2.3 .

Esta consideración no es tan cierta porque un terreno generalmente posee varios estratos, pero nos permite realizar un análisis matemático no muy complicado.

Se asume que la propagación electromagnética de las corrientes de desplazamiento tienen lugar solamente en la dirección de z. Esto puede mostrarse por la relación de Maxwell,

$$\nabla^2 E = j\omega\mu J \quad \text{-----} \quad [2.8]$$

Luego de hacer algunas consideraciones, insertar condiciones de borde y aplicar la transformada completa de Fourier a la relación de Maxwell en tres dimensiones, ver 2.5; se llega a la siguiente ecuación:

$$Z_T = \frac{m_0^2}{\pi} \int_0^\infty \frac{\frac{\mu_1}{\mu_0} \cos\{\alpha(x-s_r)\} e^{-\alpha(hr+y)}}{\frac{\mu_1}{\mu_0} + A} d\alpha$$

----- [2.9] -----

en donde se ve claramente el efecto de la estratificación de la tierra

rra.

Para el caso en que la tierra sea homogénea; es decir, $\beta_1 = \beta_2$ la relación: $\mu_1/\mu_1=1$ y la ecuación se reduce a:

$$Z_{nm} = \frac{\alpha^2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\mu \cos \{ r (X_n - X_m) \} \exp \{ - r (Y_n + Y_m) \}}{\mu r + (r^2 + \beta^2)^{1/2}} dr \quad [2.10]$$

Estudios experimentales realizados en líneas de 400 KV indican que para estratos bien profundos (200 pies) el efecto es pequeño a baja frecuencia, pero a alta frecuencia un estrato solamente de 2 - pies tiene un efecto preponderante sobre la inductancia de la línea.

La dependencia de la profundidad de penetración y la frecuencia angular está dada por la siguiente ecuación:

$$\delta(\omega) = \sqrt{0.5 \omega \mu \mu_0 \alpha}$$

En el desarrollo del programa digital se considera que la tierra es homogénea.

2.5 CALCULO DE LA MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE PARA TIERRA MULTIPLE

Los elementos de Z constan de las impedancias propias y mutuas entre conductores.

La impedancia mutua entre los n y m conductores de los puntos N y M, Fig. 2.4 está dada por:

$$Z_{nm} = \frac{\alpha^2}{2\pi} \ln \left(\frac{r'_{nm}}{r_{nm}} \right) + \frac{\alpha^2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\mu \cos \{ r (X_n - X_m) \} \exp \{ - r (Y_n + Y_m) \}}{\mu r + (r^2 + \beta^2)^{1/2}} dr \quad [2.11]$$

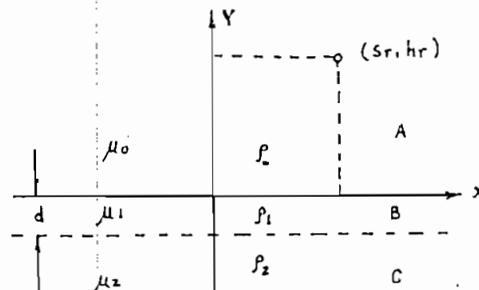


FIG. 2.3

Diagrama de estratificación del sistema.

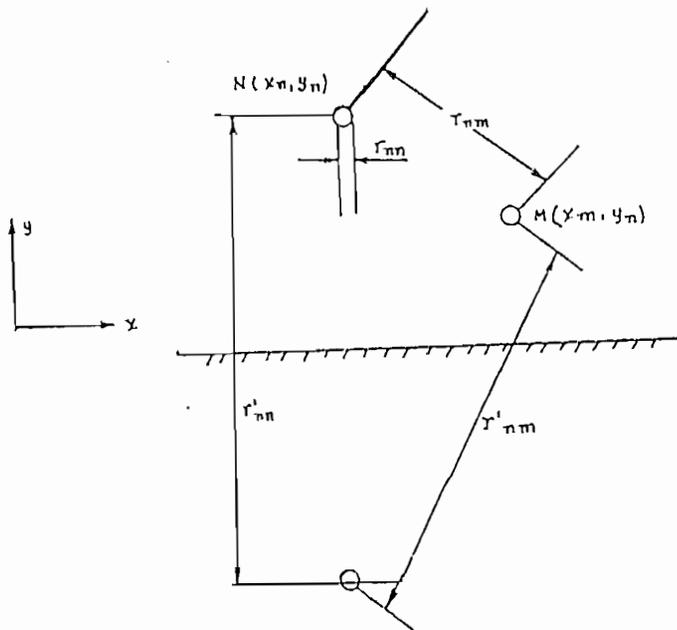


FIG. 2.4
Coordenadas de los conductores.

La impedancia propia consta de dós partes: una impedancia interna cuyo cálculo se muestra en el numeral 2.5.1 y una impedancia externa derivada de la ecuación (2.11) con $n=m$ tal que,

$$Z_{nm} = \frac{\alpha^2}{2\pi} \ln \left(\frac{r'_{nm}}{r_{nm}} \right) + \frac{\alpha^2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\mu \exp(-2r y_n)}{\mu r + (r^2 + \beta^2)^{1/2}} dr \quad [2.12]$$

Si la tierra es perfectamente conductora ($\alpha = \infty$), los segundos términos de las ecuaciones (2.11) y (2.12) desaparecen dejando únicamente los términos logarítmicos.- Además, puesto que α^2 es imaginario, las impedancias son puramente inductivas. Las integrales introducen los efectos de la conductividad finita de la tierra; y, puesto que las integrales son complejas, éstas tendrán términos reales (o resistivos) los cuales se tomarán en cuenta para pérdidas en la tierra. El camino seguido para llegar a esta integral se muestra en el numeral 2.5.2.

En la integral Y_n, Y_m son las alturas de los conductores - respecto a tierra (tomamos como referencia un sistema de coordenadas cartesianas en el cual el eje x coincide con la superficie de la tierra y el eje y con el eje de simetría de la torre), así, la rapidez de decaimiento exponencial depende del término $(-r^{(y_n+y_m)})$; la principal contribución a la integral está en un pequeño intervalo en la vecindad de $\varphi = 0$; es decir, $0 \leq r \leq \varphi$

Sobre este rango el término que contiene el coseno tiene menor efecto siendo práctica usual llevar la integración con respecto a r en el intervalo $(0, \varphi)$ con $\varphi = 0.2$

2.5.1 CALCULO DE LA IMPEDANCIA INTERNA DE UN CONDUCTOR

En corriente continua la corriente se distribuye uniformemente en el conductor, mientras que en corriente alterna el campo magnético produce un efecto de oposición a la penetración de la corriente al centro del conductor, por lo que la densidad de corriente se incrementa en las capas superficiales del conductor y se reducen hacia el centro del mismo.

El efecto superficial, pelicular o skin se incrementa con la sección transversal y permeabilidad magnética del conductor, así como con la frecuencia, a 60 ciclos este efecto es despreciable. Debido a la dependencia con la sección transversal el efecto es menor con conductores cableados que con conductores sólidos.

Una sección del conductor se muestra en la Fig. 2.5

Si se considera una frecuencia suficientemente alta, la H_o es tangencial en todas partes de la superficie del conductor y proporcional a la J_o en la superficie.- La densidad de corriente en cualquier lugar de r normal a la superficie del conductor es:

$$J = J_0 e^{-mr} \quad \text{-----} \quad (2.13)$$

$$H_0 = J_0/m \quad \text{-----} \quad (2.14)$$

$$m^2 = j\omega\mu / \rho$$

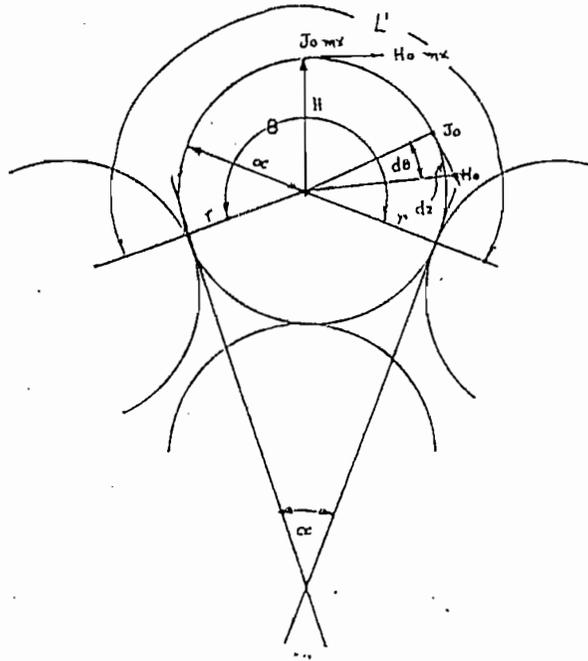


FIG. 2.5

Sección de la superficie del conductor.

La corriente total en el conductor se obtiene por integración con un elemento de superficie dl , primeramente normal a la superficie y luego alrededor de la superficie.- Debido a la pequeñez de m , la primera integración respecto a r puede ser tomada como infinito con un pequeño error y la corriente total es consecuentemente:

$$I = \int_0^1 \int_0^\infty J_0 e^{-mr} dl dr = \frac{1}{m} \int_0^1 J_0 dl \quad \text{-----} \quad (2.15)$$

Para calcular la impedancia interna es necesario conocer la -

caída de voltaje interna total, el cual puede ser evaluado en el extremo exterior puesto que la caída de voltaje en el aire (trayectoria) se calcula para este punto. En este punto la densidad de corriente superficial será máxima, la caída de voltaje será:

$$V = \rho J_o \text{ máx} \quad \text{-----} \quad (2.16)$$

la impedancia interna es:

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{\rho J_o \text{ máx}}{\frac{1}{m} \int J_o \, dl} = \frac{\rho \pi l J_o \text{ máx}}{l \int J_o \, dl} \quad \text{-----} \quad [2.17]$$

puesto que H y J son proporcionales en todas partes,

$$Z = \frac{\rho \pi l H_o \text{ máx}}{l \int H_o \, dl} \quad \text{-----} \quad (2.18)$$

Por simetría del modelo, el campo en todo el exterior del hilo es idéntico y,

$$l = \pi r^2 \quad \text{-----} \quad [2.19]$$

De la Fig. 2.5

$$\theta = \left(\frac{2\pi}{n} \right) + \pi \quad \text{-----} \quad [2.20]$$

por lo tanto,

$$l = \pi r (2+n) \quad \text{-----} \quad [2.21]$$

$\int H_o \, dl$ puede ser obtenido usando un tanque electrolítico para la mitad de la superficie de un hilo. H_o es entonces obtenido por un trazo recto como una proyección de la pendiente inicial.

El factor:

$$K = \frac{H_o \text{ máx} \, l}{\int H_o \, dl} \quad \text{-----} \quad [2.22]$$

se determina en este caso para un número de hilos exteriores comúnmente usados, 6, 12, 18, 24 y se ha encontrado que este valor es aproximadamente 2.25.

Entonces la fórmula para la impedancia interna del conductor es:

$$Z_c = \frac{2.25 \rho \pi}{\pi r (2+n)} \quad \text{-----} \quad [2.23]$$

$$R_c = X_c = \frac{2.25 \omega \mu \rho}{2 \pi r (2+n)} \quad \text{-----} \quad [2.24]$$

Esto es más exacto cuando la profundidad de penetración es pequeña comparada con el radio de un hilo. Para conductores de uso común la ecuación (2.23) da resultados aceptables en el rango de frecuencias de 2×10^5 KHz.

Es sabido que los parámetros de las líneas de transmisión varían con la frecuencia, por lo tanto los valores de impedancia, resistencia y reactancia, que se encuentran en las tablas son valores promedios aproximados encontrados sólo para determinadas frecuencias. En contraposición este método nos permite calcular en forma exacta el valor de la impedancia interna para cualquier frecuencia tomando en cuenta además el efecto superficial o skin.

2.5.2 EFEECTO DEL RETORNO POR TIERRA

En el sistema de transmisión la tierra sobre la que va la línea desempeña un papel muy importante, la cual debe ser considerada como un conductor adicional donde también se producen pérdidas. En el caso, de suelos de altas pérdidas, se utiliza el "counterpoise Wire" conductor desnudo enterrado en el suelo debajo de la línea y conectado a las torres.

Para resolver la ecuación de campo planteada en el numeral 2.4 para la impedancia propia y mutua de un sistema multiconductor en la presencia de una tierra finita no homogénea se aplica el método de la transformada compleja de Fourier. La solución se expresa como una integral, esta integral toma en cuenta el efecto de las corrientes de desplazamiento, efecto del retorno por tierra, para tomar en cuenta las pérdidas en la tierra y puede ser evaluada por métodos numéricos.

Usualmente se hacen las siguientes consideraciones:

- a) La corriente en el dieléctrico se concentra en un filamento infinitamente delgado tal que,

$$J = I \delta(x) \delta(y) \quad \text{-----} \quad (2.25)$$

Cabe recordar que la función delta es el impulso unitario definido como:

$$\delta(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } t \neq 0 \\ \infty & \text{si } t = 0 \end{cases} ; \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = \int_{-\epsilon}^{\epsilon} \delta(t) dt = 1 ; \epsilon > 0 \quad [2.26]$$

b) En primera instancia las corrientes de desplazamiento pueden ser despreciadas tal que, en la tierra:

$$E = \rho J$$

c) Las corrientes en la tierra y por lo tanto E están paralelos a los conductores de fase; por lo tanto,

$$E_x = E_y = 0$$

$$J_x = J_y = 0$$

consecuentemente,

$$E = E_z$$

d) Las corrientes en la tierra, y por lo tanto la E no cambian en la dirección de propagación, por lo tanto,

$$\frac{\partial E}{\partial z} = 0$$

Con estos antecedentes la ecuación (2.8) se reduce a las siguientes ecuaciones en las tres regiones:

$$\frac{\partial^2 E_1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_1}{\partial y^2} = m_0^2 \sum_1^n I_r \delta(x-s_r) \delta(y-h_r) , \quad y > 0 \quad \text{-----} [2.27]$$

$$\frac{\partial^2 E_2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_2}{\partial y^2} = m_1^2 E_2 , \quad 0 \leq y \leq d \quad \text{-----} [2.28]$$

$$\frac{\partial^2 E_3}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_3}{\partial y^2} = m_2^2 E_3 , \quad y > d \quad \text{-----} [2.29]$$

$$\delta(x-s_r) = \begin{cases} 0 & \text{para } x \neq s_r \\ \infty & \text{para } x = s_r \end{cases}$$

y ... ,

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(x-s_r) dx = 1 \quad \text{-----} \quad (2.30)$$

similarmente para $\delta(y-h_r)$.

Estas son las llamadas funciones de Dirac, funciones de impulso unitario o funciones delta. Se entiende que las ecuaciones (2.27) a (2.29) se refieren a las regiones de tierra, con y considerada como una cantidad positiva por conveniencia. El signo negativo se usará sólo cuando las regiones B o C ^{sean} comparadas con la región A. También,

$$m_0^2 = j\omega\mu_0 \quad \text{-----} \quad (2.31)$$

$$m_1^2 = j\omega\mu_1/\rho_1 \quad \text{-----} \quad (2.32)$$

$$m_2^2 = j\omega\mu_2/\rho_2 \quad \text{-----} \quad (2.33)$$

Para encontrar la solución de E en términos de las corrientes en los conductores, se aplican las siguientes condiciones de borde:

Para $y = 0$, $E_1 = E_2 = E_{10}$

$$\frac{\partial E_{10}}{\partial y} = \frac{\mu_0}{\mu_1} \frac{\partial E_{20}}{\partial y}$$

$$\frac{\partial E_{10}}{\partial x} = \frac{\partial E_{20}}{\partial x}$$

Para $y = d$, $E_2 = E_3 = E_{2d}$

$$\frac{\partial E_{2d}}{\partial y} = \frac{\mu_1}{\mu_2} \frac{\partial E_{3d}}{\partial y}$$

$$\frac{\partial E_{2d}}{\partial x} = \frac{\partial E_{3d}}{\partial x}$$

Nótese por ejemplo que $\frac{\partial E_{2d}}{\partial y}$ se usa para denotar $\left. \frac{\partial E_{2d}}{\partial y} \right|_{y=d}$

Transformando las ecuaciones (2.27) a (2.29) por medio de la transformada compleja de Fourier con respecto a y con β como parámetro de transformación y luego con respecto a x con α como parámetro de transformación se obtiene:

$$(\beta^2 + \alpha^2) E_1^{**} = -m_0^2 \sum_1^n I_r \exp\{-j(\alpha s_r + \phi h_r)\} - \frac{\partial E_{10}^*}{\partial y} - j\beta E_{10}^* \quad \text{--- (2.34)}$$

$$(\beta^2 + \alpha^2 + m_1^2) E_2^{**} = \frac{\partial E_{2d}^*}{\partial y} e^{j\beta d} + j\beta E_{2d}^* e^{j\beta d} - \frac{\partial E_{20}^*}{\partial y} - j\beta E_{20}^* \quad \text{--- (2.35)}$$

$$(\beta^2 + \alpha^2 + m_2^2) E_3^{**} = -\frac{\partial E_{3d}^*}{\partial y} e^{j\beta d} - j\beta E_{3d}^* e^{j\beta d} \quad \text{--- (2.36)}$$

donde por ejemplo,

$$-\int_{-\infty}^{\infty} e^{j\beta x} dx \int_0^d E_2 e^{-j\beta y} dy = E_2^{**}$$

$$-\int_{-\infty}^{\infty} E_{2d} e^{j\beta x} dx = E_{2d}^{**}$$

Invertiendo las ecuaciones (2.34) a (2.36) con respecto a β y evaluando las integrales resultantes da,

$$E_1^* = -m_0^2 \sum_1^n \frac{I_r \exp(-j\alpha s_r) \exp\{-\alpha(h_r + y)\}}{2\alpha} - \frac{\partial E_{10}^*}{\partial y} \frac{e^{-\alpha y}}{2\alpha} + \frac{E_{10}^* e^{-\alpha y}}{2} \quad \text{--- (2.37)}$$

$$E_2^* = \frac{\partial E_{2d}^*}{\partial y} \exp\{-(d-y)(\alpha^2 + m_1^2)^{1/2}\} + \frac{E_{2d}^*}{2} \exp\{-(d-y)(\alpha^2 + m_1^2)^{1/2}\} + \\ - \frac{\partial E_{20}^*}{\partial y} \frac{\exp\{-y(\alpha^2 + m_1^2)^{1/2}\}}{2(\alpha^2 + m_1^2)^{1/2}} + \frac{E_{20}^*}{2} \exp\{-y(\alpha^2 + m_1^2)^{1/2}\} \quad \text{--- (2.38)}$$

$$E_3^* = \frac{\partial E_{3d}^*}{\partial y} \frac{\exp\{(y-d)(\alpha^2 + m_2^2)^{1/2}\}}{2(\alpha^2 + m_2^2)^{1/2}} + \frac{E_{3d}^*}{2} \exp\{(y-d)(\alpha^2 + m_2^2)^{1/2}\} \quad \text{--- (2.39)}$$

Aplicando las condiciones de borde especificadas, estas ecuaciones pueden ser reducidas a,

$$E_1^* = m_0^2 \sum_1^n \frac{I_r e^{-j\alpha s_r} \exp\{-\alpha(y + h_r)\}}{2\alpha} + E_{10}^* e^{-\alpha y} \quad \text{--- (2.40)}$$

$$E_2^* = E_{2d}^* \sinh\{y(\alpha^2 + m_1^2)^{1/2}\} + E_{10}^* \sinh\{(d-y)(\alpha^2 + m_1^2)^{1/2}\} / \sinh\{d(\alpha^2 + m_1^2)^{1/2}\} \quad \text{--- (2.41)}$$

$$E_3^* = E_{3d}^* \exp\{-(y-d)(\alpha^2 + m_2^2)^{1/2}\} \quad \text{--- (2.42)}$$

Tomando en cuenta las consideraciones hechas y las ecuaciones (2.41) y (2.42) E_{2d}^* se elimina de la ecuación (2.41) en términos de E_{10}^* y aplicando las segundas condiciones de borde a las ecuaciones (2.40) y (2.41) se obtiene:

$$E_{i0}^+ = - \frac{m_0^2 \sum_1^n I_r e^{-\alpha hr}}{\alpha + (\mu_0/\mu_1) A}, \quad \alpha \geq 0 \quad \text{-----} \quad (2.43)$$

$$E_{i0}^- = \frac{m_0^2 \sum_1^n I_r e^{+\alpha hr}}{\alpha + (\mu_0/\mu_1) A}, \quad \alpha < 0 \quad \text{-----} \quad (2.44)$$

donde:

$$A = \frac{(\alpha^2 + m_1^2)^{1/2}}{\text{Sinh} \{ d (\alpha^2 + m_1^2)^{1/2} \}} \left[\frac{\cosh \{ d (\alpha^2 + m_1^2)^{1/2} \} \mu_2 (\alpha^2 + m_1^2)^{1/2}}{\mu_2 (\alpha^2 + m_1^2)^{1/2} \cosh \{ d (\alpha^2 + m_1^2)^{1/2} \} + c} \right] \text{-----} \quad [2.45]$$

$c = \mu_1 (\alpha^2 + m_1^2)^{1/2}, \text{Sinh} \{ d (\alpha^2 + m_1^2)^{1/2} \}$

Seguidamente por sustitución de E_{i0}^* en la ecuación (2.40) e invertiendo con respecto a α la relación entre E_i y la corriente en el conductor es:

$$E_i = m_0^2 \sum_1^n \frac{I_r}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp \{-\alpha (hr-y)\} \exp \{j\alpha (x-sr)\}}{2\alpha} d\alpha$$

$$E_i = m_0^2 \sum_1^n \frac{I_r}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{(\mu_1/\mu_0) \cos \{ \alpha (x-sr) \} \exp \{-\alpha (hr+y)\}}{(\mu_1/\mu_0)\alpha + A} d\alpha \quad [2.46]$$

y

$$Z_t = \frac{m_0^2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{(\mu_1/\mu_0) \cos \{ \alpha (x-sr) \} \exp \{-\alpha (hr+y)\}}{(\mu_1/\mu_0)\alpha + A} d\alpha \quad [2.47]$$

MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE EN FORMA GENERAL

Calculadas las impedancias interna y de retorno por tierra de acuerdo a los numerales 2.5.1 y 2.5.2, la impedancia serie expresada en forma matricial será:

$$[Z] = [Z_g] + [Z_c] + [Z_t] \quad \text{-----} \quad [2.48]$$

donde Z_g , Z_c y Z_t son matrices de impedancia que dependen de la geometría del circuito, de las características del conductor y del camino de retorno por tierra respectivamente.

Z escrita en forma desarrollada será:

$$Z = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \dots & z_{1i} \dots & z_{1n} & z_{1, n+1} \dots & z_{1, n+m} \\ z_{21} & z_{22} \dots & z_{2i} \dots & z_{2n} & z_{2, n+1} \dots & z_{2, n+m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{i1} & z_{i2} \dots & z_{ii} \dots & z_{in} & z_{i, n+1} \dots & z_{i, n+m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{n1} & z_{n2} \dots & z_{ni} \dots & z_{nn} & z_{n, n+1} \dots & z_{n, n+m} \\ z_{n+1,1} & z_{n+1,2} & z_{n+1,i} & z_{n+1,n} & z_{n+1, n+1} & z_{n+1, n+m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{n+m,1} & z_{n+m,2} \dots & z_{n+m,i} \dots & z_{n+m,n} & z_{n+m, n+1} \dots & z_{n+m, n+m} \end{pmatrix} \quad (2.49)$$

Donde los z_{ij} son elementos cualquiera de Z
 $i, j, = 1, 2, \dots, n+m$

2.5.3 EFEECTO DE LA FLECHA EN LOS PARAMETROS DE LA LINEA

Por razones de diseño mecánico, temperatura u otros factores, los conductores no mantienen la posición horizontal a lo largo de la línea formando más bien una catenaria Fig. 2.6; y, puesto que - las matrices de impedancia serie y admittancia paralelo dependen - dela posición de los conductores respecto al plano de tierra, es - necesario corregir la posición de los mismos , para lo cual se utiliza la siguiente relación:

$$\dot{\gamma}F = \frac{T^2 - M^2}{\ln \left\{ \frac{T}{M} + \left(\frac{T^2}{M^2} - 1 \right)^{1/2} \right\}} \quad (2.50)$$

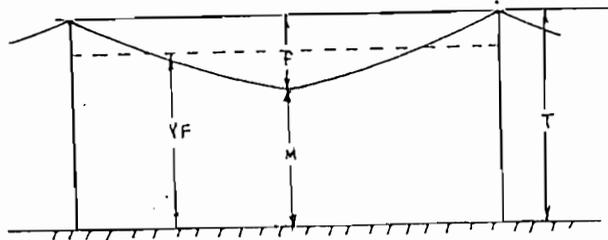


FIG. 2.6

Disposición real de una línea de transmisión

CARACTERISTICAS DE LAS MATRICES

Las matrices Z , Z_g , Z_t , Z_c son matrices cuadradas de orden $(n + m) \times (n + m)$. Estas son matrices no singulares; es decir, tienen inversa; son dominantes; es decir, el valor de cualquier elemento de la diagonal es mayor que el valor de cualquier elemento fuera de la diagonal principal.

Puesto que las líneas de transmisión son consideradas como elementos estacionarios y bilaterales, las matrices mencionadas son simétricas. Z_c es una matriz diagonal; es decir, que cualquier elemento que esté fuera de la diagonal principal es igual a cero, Z_t es una matriz llena.

ALGUNAS PARTICULARIZACIONES EN EL USO DE LA ECUACION (2.48)

- Si no se quiere tomar en cuenta el efecto de retorno por tierra, Z_t se elimina y la ecuación (2.48) se reduce a:

$$Z = Z_g + Z_c$$

Con esta suposición se consideran despreciables las pérdidas en la tierra; y, el método es similar a los métodos de cálculo convencionales.

- En un sistema ideal sin pérdidas se puede despreciar Z_c y Z_t , tal que:

$$Z = Z_g$$

la impedancia serie es puramente inductiva y el método es similar a aquel explicado en la referencia (6)

- Para una línea trifásica con disposición equilátera Fig. 2.7 se cumple que:

$$D_{12} = D_{13} = D_{23}$$

y puesto que generalmente una línea de transmisión tiene todos sus conductores idénticos, tanto en el material como en sus dimensiones, las fases son balanceadas y,

$$Z_{12} = Z_{13} = Z_{23} = Z_p$$

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_m$$

----- (2.51)

Seguidamente la Z será:

$$Z = \begin{pmatrix} Z_m & Z_p & Z_p \\ Z_p & Z_m & Z_p \\ Z_p & Z_p & Z_m \end{pmatrix}$$

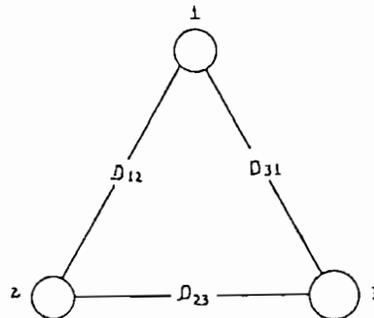


FIG. 2.7

Sección transversal de una línea trifásica con sus conductores en posición equilátera.

Este tipo de configuración no es muy usual encontrar en la práctica, ya que para altos voltajes las estructuras se tornan muy costosas; de ahí, que el tipo de configuración asimétrica con retorno por tierra es el más abundante debido a ciertas ventajas en su diseño, construcción y economía.

2.5 .4 HACES DE CONDUCTORES

Quando se requiere transportar energía a muy altos voltajes, resulta muchas veces ineficiente o no es posible hacerlo con conductores simples ya sea por las limitaciones en cuanto a capacidad de conducción o por las pérdidas debidas al efecto corona.- En este caso se utilizan conductores en paralelo, denominados haces de conductores, obteniéndose de esta manera una disminución de la magnitud de los parámetros de la línea y una reducción apreciable de la corona y radio interferencia. Generalmente los haces de conductores están constituidos por dos, tres o cuatro conductores por fase y éstos pueden ser con

siderados como hilos de un solo conductor compuesto que se mantiene a igual espaciamento a lo largo de la línea con la ayuda de espaciadores metálicos.

Cada uno de los subconductores componentes de un haz son de un diámetro menor de lo que sería un solo conductor, el radio de este conductor que simulan se llama radio medio geométrico o distancia media geométrica propia (DMG).

Para haces de conductores el concepto de la distancia media geométrica produce resultados de suficiente precisión, reduciendo grandemente el tiempo de cómputo requerido para la evaluación de los parámetros de la línea.

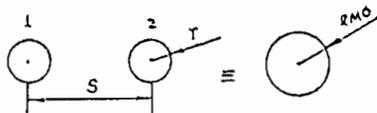
DISTANCIA MEDIA GEOMETRICA

La distancia media geométrica es un concepto muy útil en el cálculo de los parámetros de impedancia y admitancia de una línea de transmisión, por lo que es conveniente establecer claramente este concepto.

Por definición, la distancia media geométrica de un punto a un grupo formado por otros puntos, es la media geométrica de las distancias de ese punto cada uno de los otros puntos considerados, ver referencia (4)

La impedancia interna del haz se obtiene solamente dividiendo la impedancia interna de un conductor para el número de subconductores del haz ya que todos ellos están en paralelo.

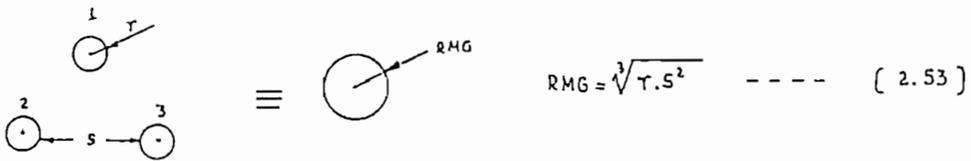
Para el caso de un haz de dos subconductores,



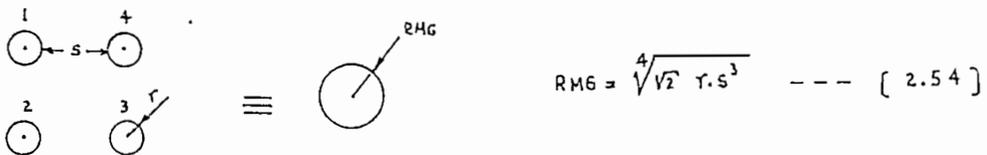
$$RMO = \sqrt{r \cdot s} \quad (2.52)$$

001874

Para el caso de un haz de tres ^{sub}conductores,



Para el caso de un haz de cuatro subconductores,



Haciendo uso del concepto de la distancia media geométrica - el doble circuito trifásico de la Fig. 2.8 puede ser representada por el doble circuito trifásico de la fig. 2.9 donde los conductores sombreados simulan a los haces de conductores; y , las nuevas coordenadas de estos conductores equivalentes son encontradas aplicando el concepto de la media aritmética en el dominio de x e y.

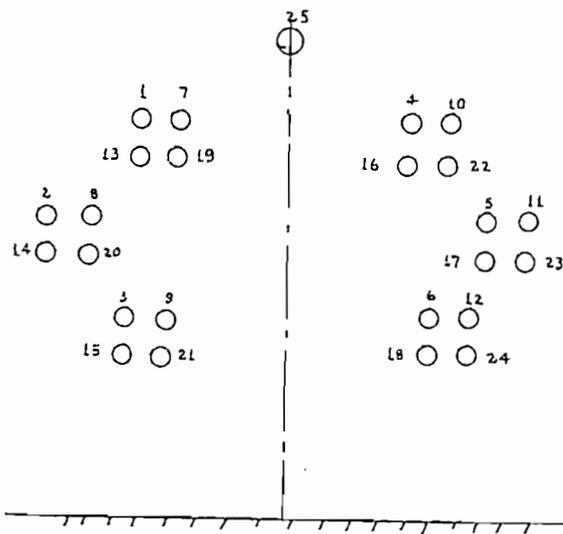


FIG. 2.8

Configuración de un doble circuito trifásico de cuatro conductores por fase

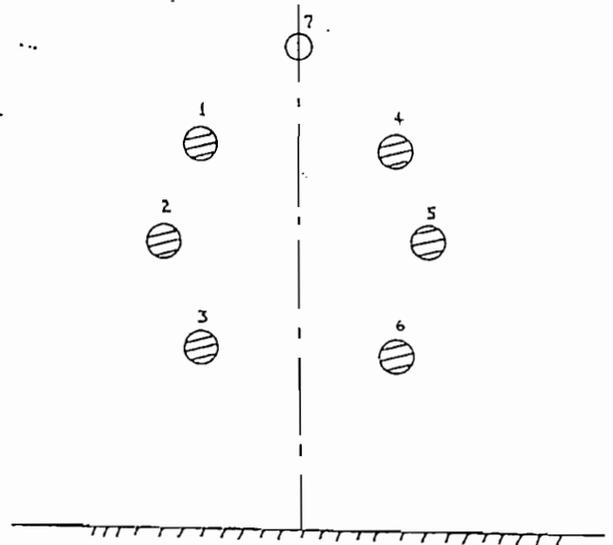


FIG. 2.9

Configuración equivalente a la dada en la FIG. 2.8.

2.6 REDUCCION DE LA MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE

Utilizando la relación (2.49.) la ecuación de caída de voltaje se puede escribir como:

$$\begin{pmatrix} \Delta V_1 \\ \vdots \\ \Delta V_n \\ \Delta V_{n+1} \\ \vdots \\ \Delta V_{n+m} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{11} & \dots & z_{1n} & z_{1,n+1} & \dots & z_{1,n+m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{n1} & \dots & z_{nn} & z_{n,n+1} & \dots & z_{n,n+m} \\ z_{n+1,1} & \dots & z_{n+1,n} & z_{n+1,n+1} & \dots & z_{n+1,n+m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_{n+m,1} & \dots & z_{n+m,n} & z_{n+m,n+1} & \dots & z_{n+m,n+m} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_n \\ I_{n+1} \\ \vdots \\ I_{n+m} \end{pmatrix} \quad (2.55)$$

donde los V, I son vectores columna de dimensión (n+m)x1.

2.6.1 ELIMINACION DE LOS CABLES DE GUARDIA

Las matrices anteriores pueden ser partidas; y, la ecuación de caída de tensión expresada en forma de submatrices se puede escribir de la siguiente forma:

$$\begin{pmatrix} \Delta V (nx1) \\ \Delta V_e(mx1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Q (nxn) & Q (nxm) \\ Q (mxn) & Q (mxm) \end{pmatrix} \dots \begin{pmatrix} I (nx1) \\ I_e(mx1) \end{pmatrix} \quad (2.56)$$

donde el subíndice e se refiere a los voltajes o corrientes de los cables de guardia y Q_2^t es la transpuesta de Q_2 .

Considerando que los cables de guardia permanecen a un potencial cero a lo largo de la línea,

$$\Delta V_e = 0 = Q_2^t I + Q_3 I_e \quad (2.57)$$

tal que,

$$\Delta V = Q_1 I + Q_2 I_e$$

$$\Delta V = (Q_1 - Q_2 Q_3^{-1} Q_2^t) I$$

$$\Delta V = Z_s \dot{I} \quad (2.58)$$

de donde,

$$Z_s = (Q_1 - Q_2 Q_3^{-1} Q_4) \text{ ----- (2.59)}$$

Zs es la matriz de impedancias que resulta luego de eliminar los cables de guardia, tiene las mismas características que Z pero es de orden (nxn).

2.6.2 REDUCCION DE LINEAS TRIFASICAS EN DOBLE CIRCUITO A CIERCUITO SIMPLE

La reducción se realiza aplicando la teoría de eliminación de nodos en redes eléctricas¹⁰.

Desarrollando la ecuación (2.58) se tiene,

$$\begin{pmatrix} \Delta V_1 \\ \Delta V_2 \\ \vdots \\ \Delta V_{n-1} \\ \Delta V_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_{11} & d_{12} & \dots & d_{1,n-1} & d_{1n} \\ d_{21} & d_{22} & \dots & d_{2,n-1} & d_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ d_{n-1,1} & d_{n-1,2} & \dots & d_{n-1,n-1} & d_{n-1,n} \\ d_{n1} & d_{n2} & \dots & d_{n,n-1} & d_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_{n-1} \\ I_n \end{pmatrix} \text{ (2.60)}$$

donde los dij son los elementos de la matriz Zs para, i,j, = 1,2, ... , n

Escribiendo (2.60) en forma de submatrices,

$$\begin{pmatrix} \Delta V_r \\ \Delta e_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_r & Z_{11} \\ Z_{1j} & Z_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_r \\ I_1 \end{pmatrix} \text{ -----(2.61)}$$

El procedimiento consiste en conectar en serie con el nodo una fuente de tensión e₁ de 1 por unidad (l.p.u) tal que la corriente en el nodo sea cero, entonces se mide las corrientes inducidas en los otros nodos, luego se cortocircuita la fuente o sea e₁ = 0, el procedimiento se ilustra en la Fig. 2.10

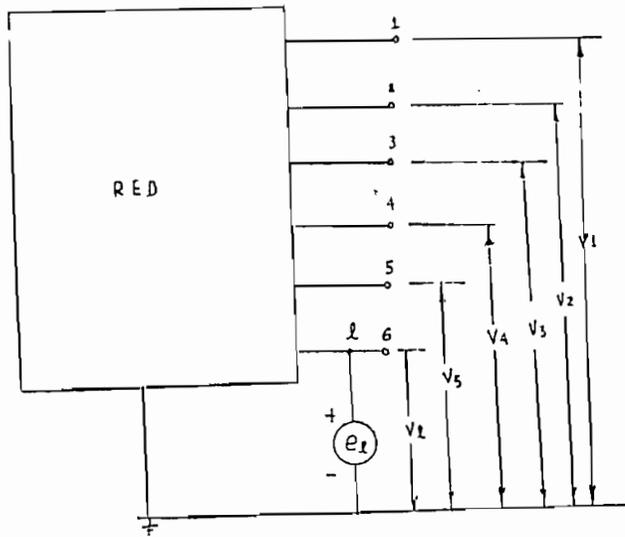


FIG. 2.10

De (2.61) se tiene que,

$$V_r = Z_r I_r + Z_{i1} I_l \quad (2.62)$$

$$e_l = Z_{l1} I_r + Z_{11} I_l = 0 \quad (2.63)$$

reemplazando (2.63) en (2.62)

$$V_r = \left[Z_r - \frac{Z_{i1} Z_{l1}}{Z_{11}} \right] I_r \quad (2.64)$$

En consecuencia la matriz resultante \$Z_r\$ después de eliminar el nodo es :

$$Z_r \text{ (modificada)} = Z_r \text{ (original)} - \frac{Z_{i1} Z_{l1}}{Z_{11}} \quad (2.65)$$

Un elemento cualquiera de la matriz modificada es:

$$Z_{ij} \text{ (modificada)} = Z_{ij} \text{ (original)} - \frac{Z_{i1} Z_{l1}}{Z_{11}} \quad (2.66)$$

\$Z_{ij}\$ (original) es el elemento de la matriz \$Z_s\$ antes de cada proceso de absorción, \$Z_{ij}\$ (modificada) es el elemento de la matriz.

\$Z_s\$ después de cada absorción.

$$l = 6, 5, 4$$

$$i = 1, 2 \dots, l$$

$$j = 1, 2 \dots, l$$

Para aclarar este método de reducción consideremos el doble - circuito trifásico de la Fig. 2.11.

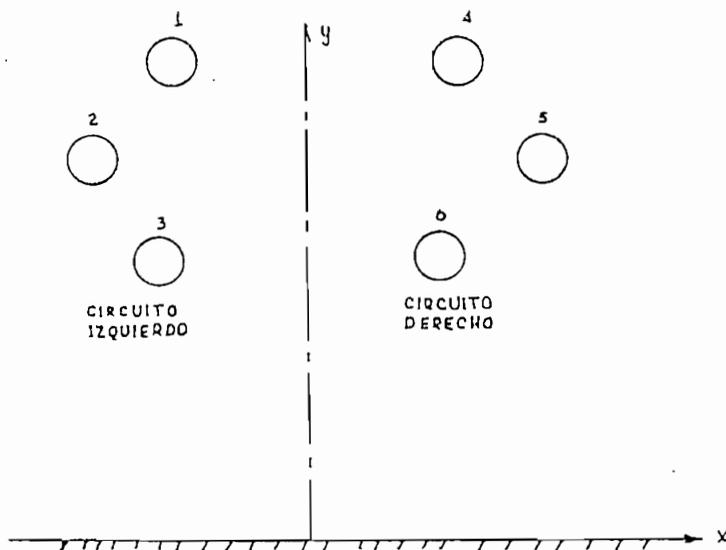


FIG. 2.11
Configuración trifásica en doble
circuito sin cables de guardia.

De acuerdo a la ecuación (2.58) se puede escribir,

$$\begin{pmatrix} \Delta V_1 \\ \vdots \\ \Delta V_3 \\ \vdots \\ \Delta V_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_{11} & \dots & d_{13} & | & d_{14} & \dots & d_{16} \\ \dots & \dots & \dots & | & \dots & \dots & \dots \\ d_{31} & \dots & d_{33} & | & d_{34} & \dots & d_{36} \\ \dots & \dots & \dots & | & \dots & \dots & \dots \\ d_{61} & \dots & d_{63} & | & d_{64} & \dots & d_{66} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_3 \\ \vdots \\ I_6 \end{pmatrix} \quad (2.67)$$

o bien,

$$\begin{pmatrix} \Delta V_f \\ \Delta V_g \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_s \text{ AA} & | & Z_s \text{ AB} \\ \hline Z_s \text{ BA} & | & Z_s \text{ BB} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_f \\ I_g \end{pmatrix} \quad \text{-----} \quad (2.68)$$

Esta matriz Z_s de orden (6x6) luego aplicar el primer proceso de absorción se reducirá a una matriz (5x5), el proceso de reducción se repite en forma sucesiva hasta que la matriz modificada sea de orden (3x3), esta nueva matriz reducida será:

$$Z_R = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} \\ z_{21} & z_{22} & z_{23} \\ z_{31} & z_{32} & z_{33} \end{pmatrix} \quad \text{-----} \quad (2.69)$$

Puesto que las líneas trifásicas en doble circuito generalmente son simétricas respecto al eje vertical, se cumple que:

$$\left. \begin{aligned} Z_{sAA} &= Z_{sBB} \\ Z_{sAB} &= Z_{sBA} \end{aligned} \right\} \text{-----} (2.70)$$

con lo cual la matriz de impedancia equivalente se reduce a:

$$Z_{eq} = (Z_{AA} + Z_{AB}) / 2 \text{-----} (2.71)$$

Z_{AA} , Z_{AB} , Z_{eq} son matrices (3x3) y tienen las mismas características que Z .

2.7 TRANSPOSICIONES EN LINEAS TRIFASICAS

Si los conductores de una línea trifásica no se encuentran localizados simétricamente, las impedancias también serán asimétricas y en este caso uno de los fenómenos que se presentan es - que la caída de voltaje en las distintas fases son diferentes aún cuando las corrientes son simétricas , (carga balanceada).

Desde el punto de vista de operación esto resulta indeseable ya que produce alteraciones en las magnitudes eléctricas del sistema aumentando las pérdidas de transmisión y en algunos casos extremos causando problema en la sensibilidad de la protecciones adicionalmente se presentan fenómenos de capacitancia en la línea y fenómenos de radio interferencia en circuitos de comunicaciones vecinos.

Por otra parte desde el punto de vista mecánico del diseño de la línea se requiere que la localización de las fases sea asimétrica.

Los inconvenientes técnicos y económicos deben ser objeto de una cuidadosa evaluación si se desea justificar el no hacer - transposiciones; o a su vez se debe tratar de controlar este desbalanceamiento por medio de otros métodos.

Casi como un compromiso entre estos requerimientos, las líneas se diseñan asimétricas, pero se transponen. La transposición de fases se realiza para reducir al mínimo el desequilibrio electromagnético y electrostático entre las fases. Si la línea tiene una longitud l , cada transposición se hace a $l/3$ de la longitud de la línea.

Las líneas modernas corrientemente no se transponen, pero en cambio las posiciones de los conductores se cambia en las subestaciones para tratar de equilibrar las impedancias de las fases.

2.7.1 LINEAS TRIFASICAS EN CIRCUITO SIMPLE

La Fig. (2.12) representa un ciclo completo de transposición donde se puede apreciar que cada fase ocupa las tres posiciones posibles y en tramos iguales.

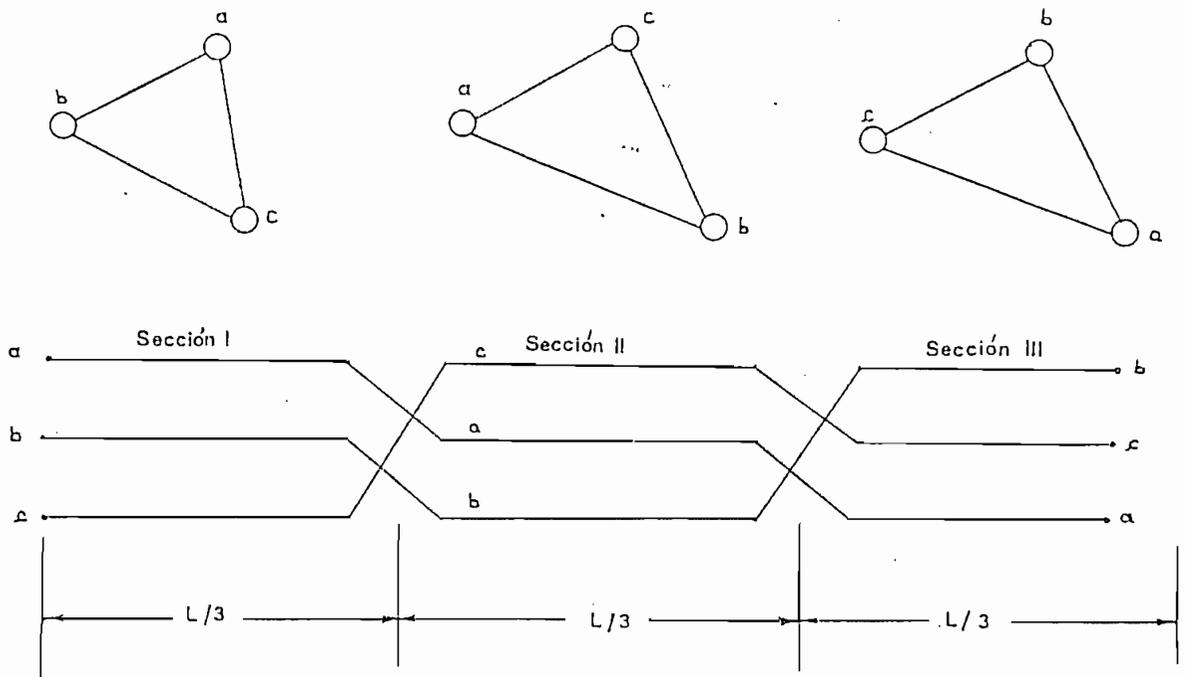


FIG. 2.12

Ciclo de transposición de un circuito trifásico simple.

Las ecuaciones de caída de tensión, para las tres secciones - serán:

SECCION I:

$$\begin{bmatrix} \Delta V_a \\ \Delta V_b \\ \Delta V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{aa} & Z_{ab} \\ Z_{ab} & Z_{bb} \\ Z_{ca} & Z_{cb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{ac} \\ Z_{bc} \\ Z_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

o en notación abreviada:

$$\left. \begin{aligned} \Delta V_{a,b,c} &= Z I^{a,b,c} \\ &\text{SECCION II;} \\ \Delta V^{c,a,b} &= Z I^{c,a,b} \\ &\text{SECCION III;} \\ \Delta V^{b,c,a} &= Z I^{b,c,a} \end{aligned} \right\} \text{----- (2.72)}$$

Con el fin de poder sumar estos tres vectores de caída de tensión, es necesario que dichos vectores sean iguales, de ahí que se debe definir una matriz de transposición T, matriz que es ortogonal ya que cumple con las siguientes propiedades:

$$\begin{aligned} T^1 &= T^t \\ T^2 &= T^t \end{aligned} \dots$$

donde,

$$T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Para la sección II:

$$(\Delta V^{c,a,b})_{II} = T (\Delta V^{a,b,c})_I \text{----- [2.73]}$$

Para la sección III

$$(\Delta V^{b,c,a})_{III} = T^t (\Delta V^{a,b,c})_I \text{----- [2.74]}$$

Utilizando las dos últimas relaciones se puede escribir,

$$(\Delta V^{a,b,c})_I = Z I^{a,b,c}$$

$$T(\Delta V^{a,b,c})_{II} = Z T I^{a,b,c}$$

$$(\Delta V^{a,b,c})_{II} = T^{-1} Z T I^{a,b,c}$$

$$T^t(\Delta V^{a,b,c})_{III} = Z T^t I^{a,b,c}$$

$$(\Delta V^{a,b,c})_{III} = [T^t]^{-1} Z T^t I^{a,b,c}$$

Por las propiedades de las matrices $(T^t)^{-1} = T$

Considerando el promedio de las caídas de tensión se tiene,

$$\Delta V^{a,b,c} = \frac{1}{3} \left\{ (Z + T^t Z T + T Z T^t) \right\} I^{a,b,c}$$

Donde la matriz de impedancia transpuesta es,

$$Z_{TRI} = (Z + T^t Z T + T Z T^t) / 3 \quad \text{-----} \quad (2.75)$$

y efectuando las operaciones matriciales en forma desarrollada se llega a,

$$Z_{RTI} = \begin{pmatrix} Z_m & Z_n & Z_n \\ Z_n & Z_m & Z_n \\ Z_n & Z_n & Z_m \end{pmatrix} \quad \text{-----} \quad (2.76)$$

donde,

$$Z_m = (Z_{aa} + Z_{bb} + Z_{cc}) / 3$$

$$Z_n = (Z_{ab} + Z_{bc} + Z_{ca}) / 3$$

OBSERVACION: la relación (2.76) se cumple gracias a que las matrices de impedancia son simétricas.

2.7.2 LINEAS TRIFASICAS EN DOBLE CIRCUITO

Consideremos la Fig. 2.13

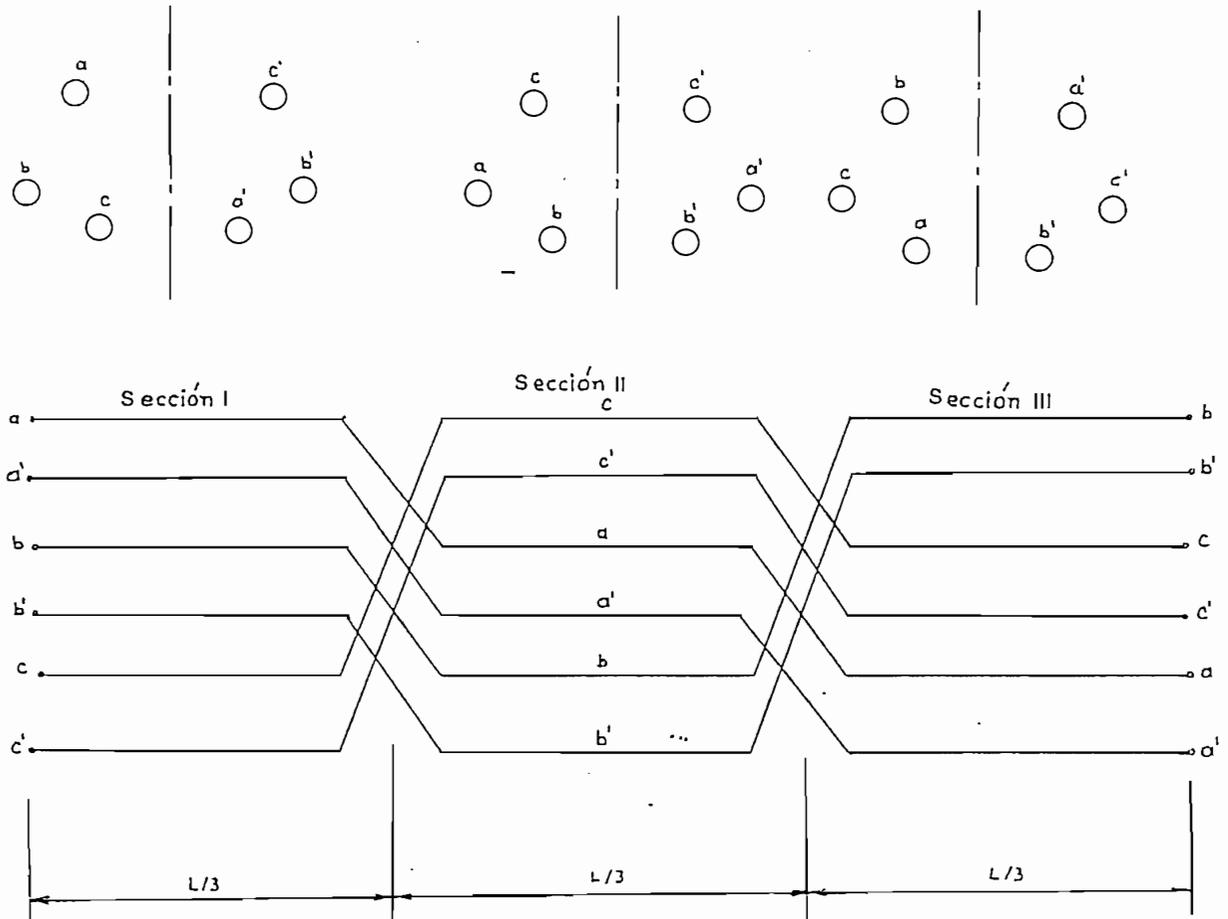


FIG. 2.13
Ciclo de transposición de un
doble circuito trifásico.

Utilizando las mismas ecuaciones (2.72), (2.73) y (2.74) para los dos circuitos y de acuerdo a la ecuación (2.68) se tiene,

SECCION I:

$$\left. \begin{aligned}
 (\Delta V_F^{a,b,c})_I &= Z_s AA I_F^{a,b,c} + Z_s AB I_G^{a',b',c'} \\
 (\Delta V_G^{a',b',c'})_I &= Z_s BA I_F^{a,b,c} + Z_s BB I_G^{a',b',c'} \\
 \text{SECCION II} \\
 (\Delta V_F^{c,a,b})_{II} &= Z_s AA I_F^{c,a,b} + Z_s AB I_G^{c',a',b'} \\
 (\Delta V_G^{c',a',b'})_{II} &= Z_s BA I_F^{c,a,b} + Z_s BB I_G^{c',a',b'} \\
 \text{SECCION III} \\
 (\Delta V_F^{b,c,a})_{III} &= Z_s AA I_F^{b,c,a} + Z_s AB I_G^{b',c',a'} \\
 (\Delta V_G^{b',c',a'})_{III} &= Z_s BA I_F^{b,c,a} + Z_s BB I_G^{b',c',a'}
 \end{aligned} \right\} \text{----- [2.77]}$$

Tomando en cuenta la matriz T y sus relaciones se puede concluir que la matriz de impedancia transpuesta resulta:

$$ZSTR_2 = \left[\begin{array}{c|c} (ZSAA)_{TR} & (ZSAB)_{TR} \\ \hline (ZSBA)_{TR} & (ZSBB)_{TR} \end{array} \right] \text{----- (2.78)}$$

y según la ecuación (2.7.4)

$$(ZSAA)_{TR} = (ZSAA + T^t ZSAA T + T ZSAA T^t) / 3 \text{----- (2.79)}$$

expresiones similares corresponden a las submatrices

$$(ZSAB)_{TR}, (Z_sBA)_{TR} \text{ Y } (Z_sBB)_{TR}$$

La relación (2.76) no se cumple para las submatrices

$(ZSAB)_{TR}$, $(ZSBA)_{TR}$ ya que éstas no son simétricas.

2.8 CALCULO DE LA MATRIZ ADMITANCIA

La matriz de admitancia es función únicamente de la geometría de los conductores respecto al plano de tierra, porque el conductor - y la superficie de la tierra pueden ser considerados como superfi---

cies equipotenciales. La matriz de admitancia no tiene parte real porque la conductancia de la trayectoria del aire es despreciable. Para el cálculo de Y se aplica el método de las imágenes que se describe en el numeral 2.8.2

La localización física de los conductores se define con respecto a un sistema de coordenadas, con la tierra como eje horizontal y el eje de simetría de la torre como referencia vertical, - Fig. 2.14

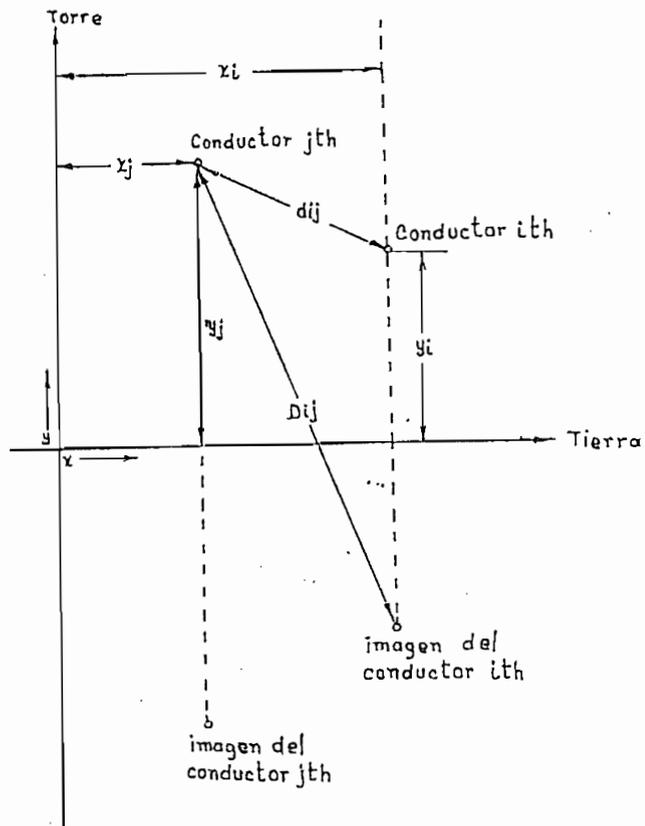


FIG. 2.14

Esquema de conductores.

Los elementos de la matriz B están definidos por:

$$B = \ln (D_{ij}/d_{ij}) \quad \text{-----}(2.80)$$

donde,

D_{ij} = distancia entre el conductor i th y la imagen del conductor j th.

d_{ij} = radio del conductor i th, para $i=j$

d_{ij} = distancia entre el conductor i th y el conductor j th para $i \neq j$

La matriz B tiene orden $(n+m) \times (n+m)$.

Si la matriz de carga se representa por Q y la matriz de voltaje por V, entonces:

$$V = (1/2\pi\epsilon_0) (BQ) \quad \text{-----} (2.81)$$

seguidamente:

$$Q = 2\pi\epsilon_0 B^{-1} V \quad \text{-----} (2.82)$$

$$\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ (farád/m)}$$

Pero V es una matriz columna, de la cual los últimos elementos $n+1, \dots, n+m$ son cero (el voltaje de los cables de guardia), tal que las últimas columnas $n+1, \dots, n+m$ de B^{-1} pueden ser despreciadas. La matriz obtenida por eliminación de las filas y columnas $n+1, \dots, n+m$ de B^{-1} es BA^{-1} y tiene orden $(n \times n)$.

La matriz de admitancia shunt está definida por:

$$I = Y B \quad \text{-----} (2.83)$$

y puesto que,

$$I = dQ/dt = j\omega Q$$

$$I = j2\pi\epsilon_0 BA^{-1} V \quad \text{-----} (2.84)$$

y,

$$Y = j2\pi\epsilon_0 BA^{-1} \quad \text{-----} (2.85)$$

donde Y incluye el efecto de los cables de tierra.

La expresión (2.85) en forma desarrollada será:

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1n} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{n1} & Y_{n2} & \dots & Y_{nn} \end{bmatrix} \quad \text{-----} (2.86)$$

o en forma de submatrices,

$$Y = \begin{bmatrix} Y_{AA} & Y_{AB} \\ Y_{BA} & Y_{BB} \end{bmatrix} \quad \text{-----} \quad (2.87)$$

Características: tiene las mismas características que la matriz Z, es de orden (n x n) y carece de parte real.

2.8.1 MATRIZ DE CAPACITANCIAS

La capacitancia entre dos conductores puede considerarse formada por dos condensadores iguales entre conductor y neutro conectados en serie, como se muestra en la Fig. 2.15

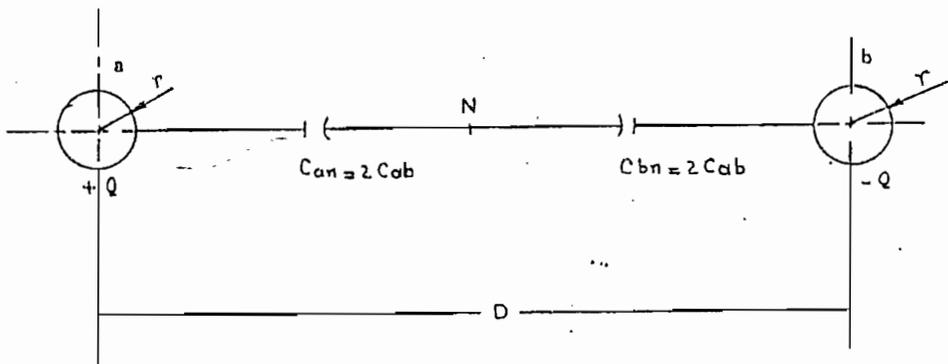


FIG. 2.15

Representación de la capacidad entre conductor y neutro.

Por esta razón la capacitancia entre dos conductores es menor que la capacitancia entre conductor y neutro. Generalmente el neutro está conectado a tierra.

Pero la capacitancia es:

$$C = \frac{Q}{V} \quad \text{-----} \quad (2.88)$$

C está en farad/m y Q en coulombs/m.

de donde:

$$Q = C V$$

y según la ecuación (2.85) se concluye que :

$$C = 2\pi \epsilon_0 B A^{-1} \quad \text{---(2.89)}$$

Características: C es una matriz real de orden (n x n).

La matriz C^{-1} se conoce como matriz de coeficientes de potencial P.

$$P = C^{-1} \quad \text{---(2.90)}$$

Los elementos de la diagonal principal representan la influencia de la tierra sobre los conductores y los elementos fuera de la diagonal principal la influencia entre conductores i e j.

2.8.2 EFEECTO DE LA TIERRA SOBRE LA CAPACITANCIA DE LAS LINEAS

La tierra modifica la capacitancia de una línea de transmisión en virtud de que modifica el campo eléctrico de la línea.

Para determinar este efecto se supone que la tierra es un conductor perfecto en la forma de un plano horizontal de longitud infinita; en otras palabras se supone que su resistividad es igual a cero.

El campo eléctrico de los conductores cargados, no es el mismo que el que habría si no existiera la superficie equipotencial de la tierra. Esta suposición de una superficie equipotencial implica que cuando se induzcan tensiones en la tierra debido a los conductores, en ésta se producirá una corriente infinita, lo que impedirá el paso del campo magnético a través de tierra; por lo tanto, las últimas líneas equipotenciales serán tangentes al plano de tierra, Fig. 2.16.

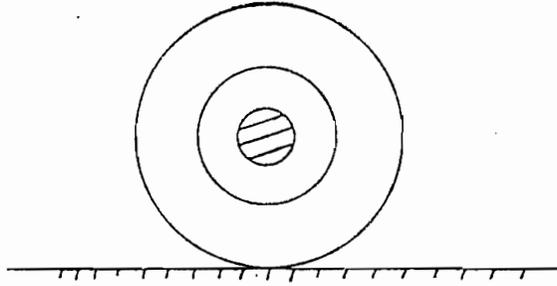


FIG. 2.16

Distribución del campo eléctrico en conductores cargados.- Líneas equipotenciales.

Esta suposición está desde luego limitada por la irregularidad del terreno y el tipo de tierra; sin embargo nos permite entender el efecto de una tierra conductora en la capacitancia de la línea.

Si se considera un circuito que consiste de un conductor aéreo con un paso de retorno a través de la tierra, durante el proceso de carga del conductor, las cargas vienen de tierra al conductor y entonces existe una diferencia de potencial entre el conductor y tierra.

Esta tiene una carga igual en magnitud, pero de signo opuesto a la del conductor.- Si se imagina un conductor ficticio de las mismas características que el conductor aéreo (Fig. 2.17), colocado directamente debajo de él y a la misma distancia respecto al plano de tierra; y, suponemos además que el conductor ficticio tiene igual carga pero opuesto sentido que el real y que la tierra no existe, al plano equidistante de ambos conductores sería una superficie equipotencial. Entonces el flujo eléctrico entre el conductor eléctrico aéreo y aquella superficie equipotencial sería el mismo que el que existe entre el conductor ficticio y tierra. El conductor ficticio es de hecho una imagen del conductor aéreo y este método para el cálculo de la capacitancia se conoce con el nombre de método de las imágenes.

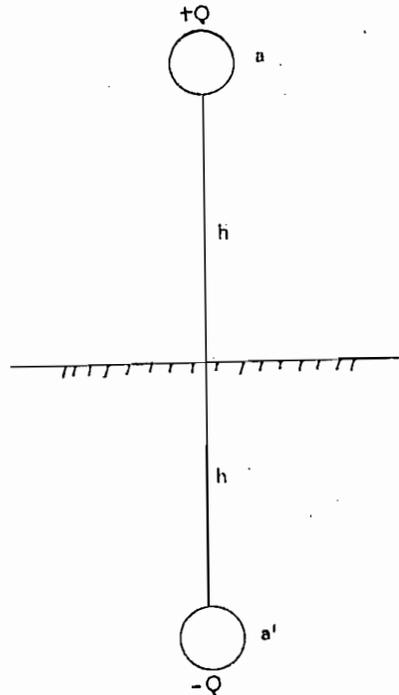


FIG. 2.17
Conductor a y su imagen a'

2.8.3 MATRIZ DE ADMITANCIA [Y] Y MATRIZ REDUCIDA

LINEAS 3Ø EN CIRCUITO SIMPLE.- Las capacitancias de cada fase respecto al neutro y por ende las admitancias son distintas si la línea no tiene transposiciones. Efectuando las transposiciones se obtiene iguales capacitancias por fase. Si el sistema es balanceado se cumple que:

$$q_a + q_b + q_c = 0 \quad \text{-----} \quad (2.91)$$

Para una línea trifásica con disposición equilátera tal como la indicada en la Fig. (2.7) las admitancias propias y mútuas son diferentes entre sí ya que las capacitancias también lo son y éstas dependen de la posición de los conductores respecto al plano de tierra.

Por lo tanto el análisis hecho para capacitancias o admitancias es indiferente, así tendremos que:

$C_{11} \neq C_{22} \neq C_{33}$ ya que $y_1 \neq y_2 \neq y_3$, siendo los y_i la altura de los conductores respecto a la tierra.

$i = 1, 2, 3$

Además $C_{12} \neq C_{23} \neq C_{31}$ ya que éstas también son función de la posición de los conductores respecto al plano de tierra.

Si se considera una línea trifásica asimétrica pero con disposición horizontal tal como la indicada en la Fig. (2.18) en la que:

$$y_1 = y_2 = y_3 = y$$

$$D_{12} = D_{23}$$

Entonces:

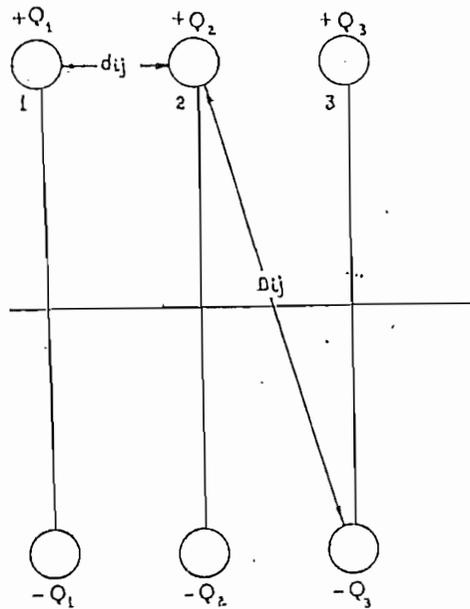


FIG. 2.18

Línea trifásica simétrica con disposición horizontal y su imagen.

$$C_{11} = C_{22} = C_{33} = CA$$

$$C_{12} = C_{23} = CB$$

$$C_{13} = CC$$

y de acuerdo a (2.89) se puede escribir la siguiente ecuación simétrica:

$$C = \begin{pmatrix} CA & CB & CC \\ CB & CA & CB \\ CC & CB & CA \end{pmatrix} \text{-----} (2.92)$$

Si a una línea trifásica asimétrica cualquiera se la transpone de acuerdo al análisis hecho para la matriz de impedancia transpuesta, se puede escribir que :

$$Y_{TRL} = \begin{pmatrix} Y_m & Y_n & Y_n \\ Y_n & Y_m & Y_n \\ Y_n & Y_n & Y_m \end{pmatrix} \text{-----} (2.93)$$

donde:

$$Y_m = 1/3 (Y_{11} + Y_{22} + Y_{33})$$

$$Y_n = 1/3 (Y_{12} + Y_{23} + Y_{31})$$

REDUCCION DE LAS LINEAS 3Ø EN DOBLE CIRCUITO A CIRCUITO SIMPLE:

Consideremos nuevamente la Fig. (2.16) de acuerdo a la ecuación (2.81) la matriz de potenciales del doble circuito trifásico será:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1n} \\ P_{21} & P_{22} & \dots & P_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{61} & P_{62} & \dots & P_{66} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ \vdots \\ Q_6 \end{pmatrix} \text{-----} (2.94)$$

o bien:

$$V = P * Q$$

se sigue que,

$$Q = P^{-1} * V$$

y según la ecuación (2.30)

$$Q = C * V$$

que en forma desarrollada quedará:

$$\begin{pmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ Q_3 \\ Q_4 \\ \vdots \\ Q_6 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} & C_{15} & C_{16} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} & c_{24} & c_{25} & c_{26} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} & c_{34} & c_{35} & c_{36} \\ c_{41} & c_{42} & c_{43} & c_{44} & c_{45} & c_{46} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_{61} & c_{62} & c_{63} & c_{64} & c_{65} & c_{66} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ \vdots \\ V_6 \end{pmatrix} \text{ --- (2.95)}$$

Esta matriz puede ser reducida a un circuito simple de tres conductores, aplicando el método de reducción descrito en el punto 2.6, consecuentemente la matriz Y reducida, según la ecuación (2.65) quedará:

$$YR = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{pmatrix} \text{ ----- (2.96)}$$

Sí el doble circuito es transpuesto, el método a seguir es el mismo que el desarrollado por la matriz Z transpuesta así recordando la ecuación (2.78) la matriz Y transpuesta será :

$$YTR2 = \left[\begin{array}{c|c} (YAA) TR & (YAB) TR \\ \hline (YBA)TR & (YBB)TR \end{array} \right] \text{ ----- (2.87)}$$

donde las submatrices (YAA) TR, (YAB) TR, (YBA) TR, (YBB) TR están dadas por la ecuación (2.75).

2.9 MATRICES DE IMPEDANCIA Y ADMITANCIA EXPRESADAS EN TERMINOS DE SECUENCIA

Sea TR una matriz compleja de transformación y considerando las variables asociadas con la matriz de impedancia se tendrá :

$$\left. \begin{aligned} \bar{v}^{a,b,c} &= TR \bar{v}^{h,k,l} \\ \text{Volt. de fases respecto a tierra} & \\ \bar{I}^{a,b,c} &= TR \bar{I}^{h,k,l} \end{aligned} \right\} \text{----- (2.98)}$$

donde a, b, c - variable de fases
 h, k, l - variables de transformación

La potencia compleja en términos de componentes de fase es:

$$\bar{S}_1 = P + jQ = [(\bar{I}^{a,b,c})^*]^t \bar{v}^{a,b,c}$$

y utilizando relaciones (2.9.1)

$$S_1 = [(\bar{I}^{h,k,l})^*]^t_{TR} \bar{v}^{h,k,l} \text{----- (2.99)}$$

La potencia compleja en términos de las variables h,k,l será:

$$S_2 = [(\bar{I}^{h,k,l})^*]^t_{\bar{V}} \bar{v}^{h,k,l} \text{----- (2.100)}$$

Si $S_1 = S_2$, entonces la transformación TR es invariante a la potencia y comparando (2.9.2) y (2.9.3), se tiene:

$$(TR^*)^t TR = U = (TR^*)^t$$

O sea TR es una matriz unitaria,
 además: $(TR^*)^t = TR^{-1}$

Por otra parte:

$$\bar{v}^{a,b,c} = Z^{a,b,c} \bar{I}^{a,b,c}$$

o bien,

$$TR (v^{h,k,l}) = Z^{a,b,c} TR I^{j,k,l}$$

de donde:

$$v^{h,k,l} = TR^{-1} Z^{a,b,c} TR I^{h,k,l}$$

o bien,

$$v^{h,k,l} = Z^{h,k,l} I^{h,k,l} \text{----- (2.101)}$$

donde:

$$Z^{h,k,l} = TR^{-1} Z^{a,b,c} TR \text{----- (2.102)}$$

que corresponde a la matriz de impedancia de fase a,b,c en términos de las variables h,k,l,

En forma análoga la matriz de admitancia es:

$$Y^{h,k,l} = T R^{-1} Y^{a,b,c} T R \quad (2.103)$$

2.9.1 TIPOS DE TRANSFORMACIONES USUALES¹²

Existen dos tipos usuales de transformación:

a) Matriz de transformación a componentes simétricas: Ts.- En este caso se transforma las variables de fase (a,b,c) a variables de secuencia cero (0), positiva (1) y negativa (2) conocidas como componentes simétricas.

b) Matriz de transformación a componentes de Clarke.- Esta matriz transforma las variables (a,b,c) en variables cero (0), alfa (α) y beta (β) conocidas como componentes de Clarke.

Las componentes de Clarke se adaptan mejor a elementos rotativos como motores, mientras que las componentes simétricas se adaptan a elementos estáticos tales como líneas de transmisión, por esta razón utilizaremos en adelante sólo las componentes simétricas.

La matriz de transformación Ts es:

$$T_s = 1/3 \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}$$

$$a = 1 \angle 120^\circ$$

$$a^2 = 1 \angle 240^\circ$$

CARACTERISTICAS:

- Simétrica

- Unitaria : $(T_s^*)^t T_s = U$

$$(T_s^*)^t = T_s^{-1}$$

Reemplazando en la ecuación (2.102) las variables h,k,l por -

las variables 0,1,2 y la matriz TR por la matriz Ts con sus correspondientes relaciones, la matriz impedancia de fases (a,b,c) en términos de (0,1,2) quedará:

$$Z^{0,1,2} = T_s^{-1} Z^{a,b,c} T_s \quad (2.104)$$

En forma similar la matriz admitancia será:

$$Y^{0,1,2} = T_s^{-1} Y^{a,b,c} T_s \quad (2.105)$$

La matriz Ts diagonaliza las matrices de impedancia o admitancia de un elemento estático balanceado.

Para líneas trifásicas en doble circuito la ecuación de transformación de impedancia será:

$$Z_S^{0,1,2} = \begin{bmatrix} T_s^{-1} & \bar{0} \\ \bar{0} & T_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{sAA}^{a,b,c} & Z_{sAB}^{a,b,c} \\ Z_{sBA}^{a,b,c} & Z_{sBB}^{a,b,c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_s & \bar{0} \\ \bar{0} & T_s \end{bmatrix} \quad (2.106)$$

$$Y_S^{0,1,2} = \begin{bmatrix} T_s^{-1} & \bar{0} \\ \bar{0} & T_s^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{AA}^{a,b,c} & Y_{AB}^{a,b,c} \\ Y_{BA}^{a,b,c} & Y_{BB}^{a,b,c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_s & \bar{0} \\ \bar{0} & T_s \end{bmatrix} \quad (2.107)$$

De aquí se concluye que para transformar las impedancias o admitancias de fase de un doble circuito, basta transformar cada una de las submatrices a componentes de secuencia.

Las componentes simétricas son de gran utilidad, toda vez - que permiten descomponer un sistema trifásico desequilibrado, en tres sistemas trifásicos equilibrados que combinados en forma adecuada (aplicando el Teorema de la Superposición) son equivalentes al sistema original.

En sistemas eléctricamente cortos el desbalance puede ser ig norado, pero en sistemas eléctricamente largos, las secciones - transpuestas pueden originar todavía desbalance en el sistema.-El que a una línea se le considere larga no depende únicamente de su longitud física, sino de las frecuencias de interés. A frecuencias industriales de 50 Hz o 60 Hz la mayoría de las líneas pueden considerarse cortas y el desbalance producido puede ser ignorado.

Por esta razón las componentes simétricas se han venido uti lizando como una herramienta muy útil en el análisis de sistemas eléctricos de potencia en condiciones normales y en condiciones - anormales o de falla.

CAPITULO III

DESARROLLO DEL PROGRAMA

3.1 DESCRIPCION DEL PROGRAMA

El programa digital consta de un programa principal y doce subrutinas complementarias.

Debido a la gran cantidad de casos diferentes que pueden presentarse desde un simple circuito monofásico sin cable de guardia hasta un doble circuito trifásico con conductores en haz y con cables de guardia, el programa está diseñado para que llame o no a las subrutinas correspondientes según el caso.

Para circuitos trifásicos, las matrices Z y Y se calculan en componentes de fase a,b,c y en componentes de secuencia 0,1,2.

El programa está escrito para el computador IBM 370/125 de la Escuela Politécnica Nacional.

3.2 EXPLICACION DE LAS SUBRUTINAS

1. SUBRUTINA LECTUR.- El objetivo de esta subrutina es leer y escribir todos los datos de entrada, así como también los indicadores. Lee la frecuencia, resistividades, permeabilidades, número de conductores, número de hilos exteriores, número de cables de guardia, número de conductores de fase, número de fases, número de circuitos, coordenadas (x,y), radios físicos, radios medios geométricos y flechas tanto de los conductores como de los cables de guardia.

Si no existen cables de guardia; no se pondrá ninguna tarjeta en los datos referentes a éste, excepto en el número de cables de guardia en la que irá un cero de acuerdo al formato indicado en el Apéndice "B".

2.- SUBROUTINA CORFA. Esta subrutina se usa sólo para haces de conductores y tiene por objeto calcular las nuevas coordenadas - que ocupará el conductor ficticio luego de aplicar el concepto de la distancia media geométrica. Puesto que el conductor ficticio es uno solo, esta subrutina permite colocarlo al mismo en el centro del haz.

Para este propósito se utiliza el concepto de la media aritmética tanto en x como en y .

3.- SUBROUTINA RMG1.- Esta subrutina al igual que la anterior, se utiliza sólo con haces de conductores y su objetivo es representar un haz de conductores mediante un conductor ficticio equivalente haciendo uso del concepto de la distancia media geométrica propia, dada por las ecuaciones (2.52) a (2.54).

4.- SUBROUTINA SAG. El propósito de la presente subrutina es corregir las coordenadas de los conductores por efecto de la flecha, ya que los conductores no mantienen siempre la misma altura respecto a tierra a lo largo de la línea por efectos de diseño mecánico de temperatura u otros. La corrección se efectúa empleando la ecuación (2.50).

5.- SUBROUTINA DISGEO. El objetivo de esta subrutina es: en base a las coordenadas de los conductores calcular una matriz de distancias B , la misma que queda almacenada para ser utilizada posteriormente en el cálculo de la matriz admitancia y al mismo tiempo calcula la matriz de impedancia debido a la geometría del circuito.

Para el cálculo de esta matriz se utiliza el primer término de la ecuación (2.11)

6.- SUBROUTINA INTEGR. Esta subrutina calcula la matriz de impedancias propias y mutuas de retorno por tierra; es decir, evalúa el término integral de la ecuación (2.11) . La integración numérica se lleva a cabo utilizando la regla de Simpson dada por:

$$\int_a^b f(x) dx = \frac{h}{3} (f_0 + 4f_1 + 2f_2 + \dots + 4f_{n-1} + f_n) \text{ ----- } [3.1]$$

donde $h = \frac{b-a}{n}$

n = número de intervalos tomados en la integral.

7.- SUBROUTINA SUMA1.- Esta subrutina tiene por objeto sumar las matrices parciales: de impedancia interna, de retorno por tierra y la matriz debido a la geometría del circuito, para formar la matriz Z.

El cálculo se hace con la ecuación (2.48)

8.- SUBROUTINA PARTIR.- En caso de que Z tenga cables de guardia, esta subrutina arregla dicha matriz en cuatro submatrices y luego absorbe los cables de guardia, de acuerdo a la ecuación (2.59).

9.- SUBROUTINA TRANS.- Si la línea tiene transposiciones, esta subrutina permite calcular las matrices de impedancia y admitancia transpuestas. Para este propósito se utiliza las ecuaciones (2.75) y (2.78).

10.- SUBROUTINA REDUC.- Cuando se quiere reducir un doble circuito trifásico asimétrico a otro circuito trifásico simple, esta subrutina nos permite encontrar las matrices de impedancia y admitancia equivalentes para lo cual se usa la ecuación (2.65).

11.- SUBROUTINA SECO12.- Esta subrutina nos permite pasar las matrices de impedancia serie y admitancia paralelo de componentes de fase (a,b,c) a componentes de secuencia (0,1,2).

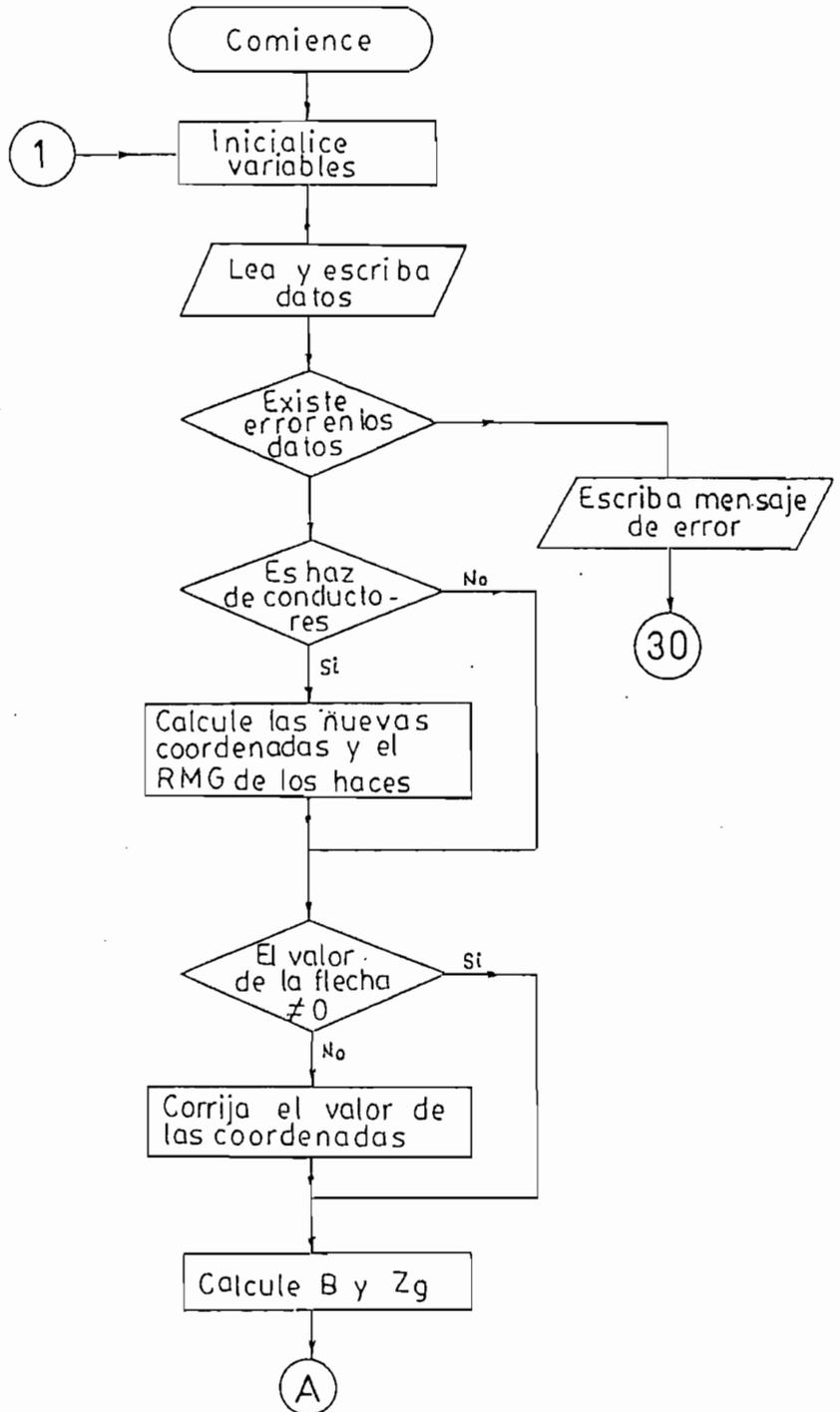
Por definición estas transformaciones son válidas sólo para circuitos trifásicos. Para el efecto empleamos las ecuaciones (2.104) y (2.105).

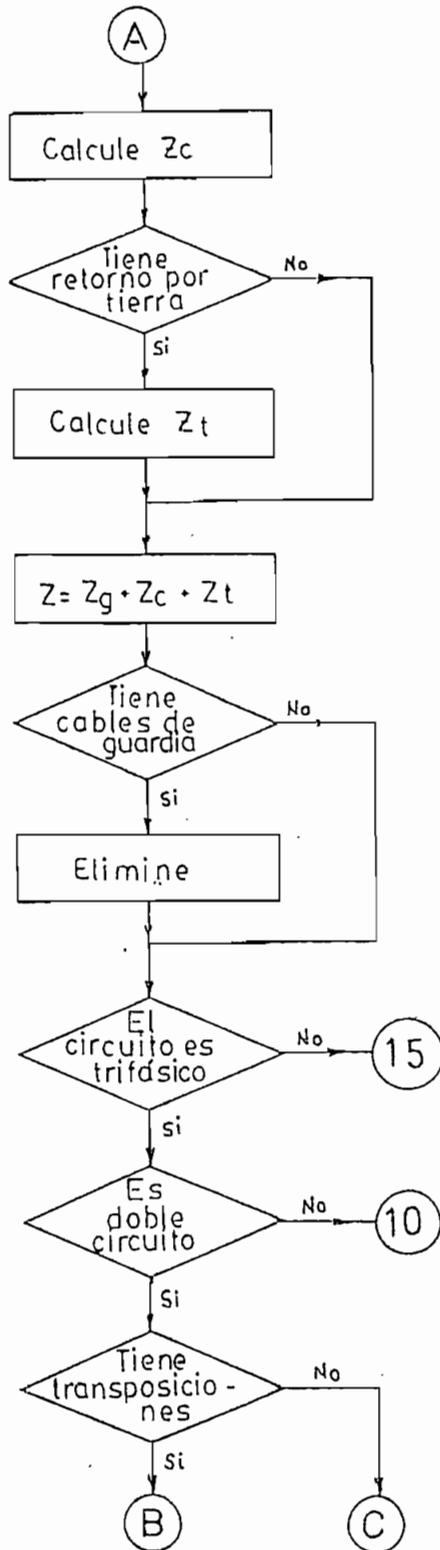
12.-- SUBROUTINA INVER. . Esta subrutina sirve para invertir matrices complejas requeridas tanto en la subrutina PARTIR para eliminar los cables de guardia, como en el cálculo de la matriz de capacitancias.

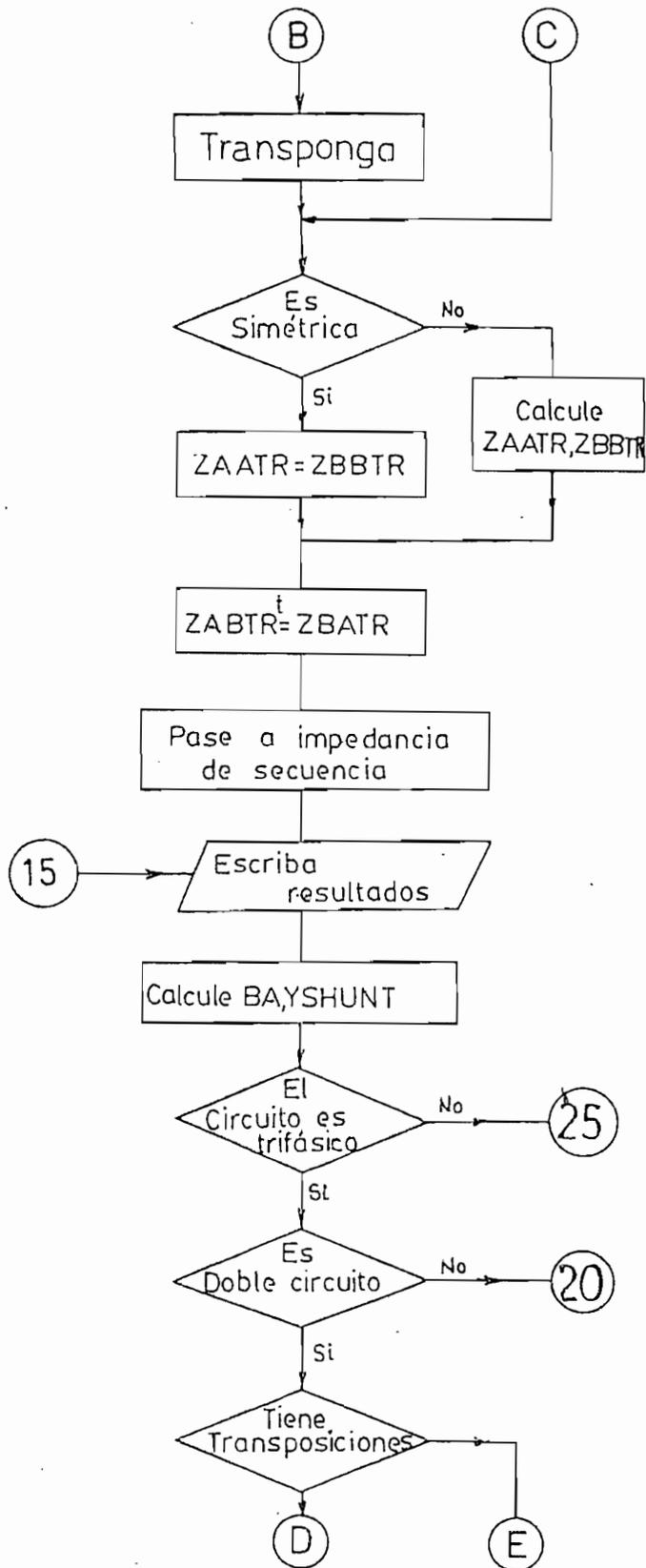
Para la inversión se utiliza el método de SHIPLEY COLEMAN .

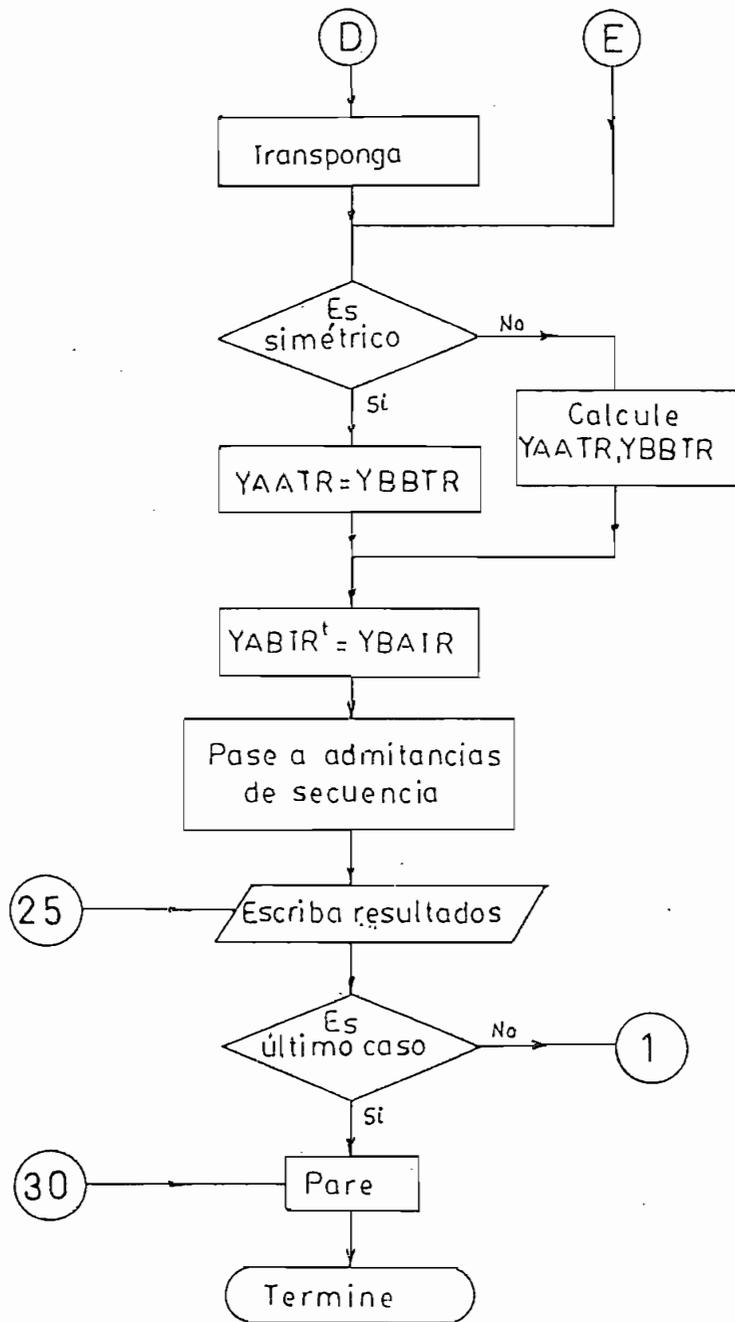
3.3. DIAGRAMAS DE FLUJO

1. PROGRAMA PRINCIPAL









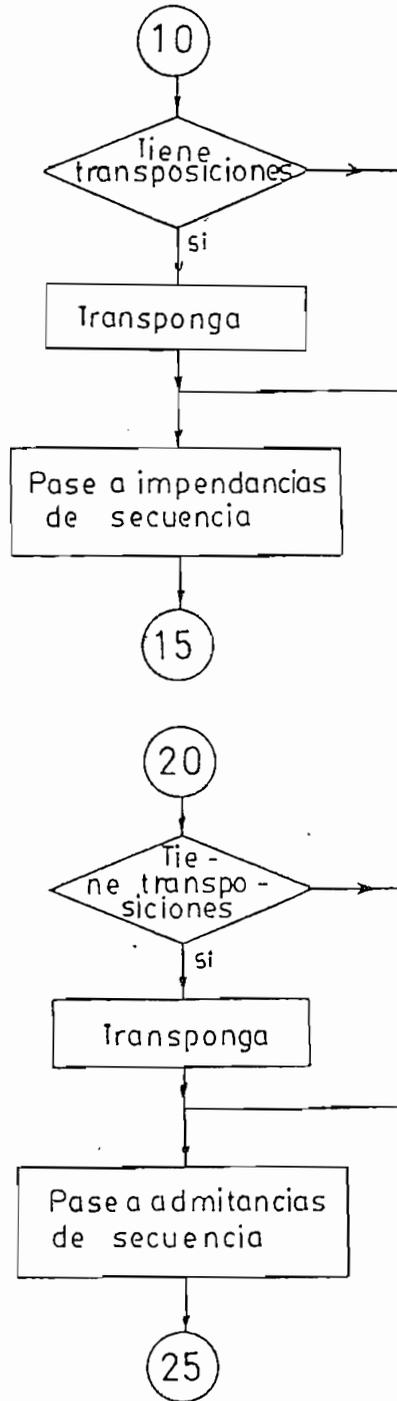


FIG. 3.1

2. SUBROUTINA LECTUR

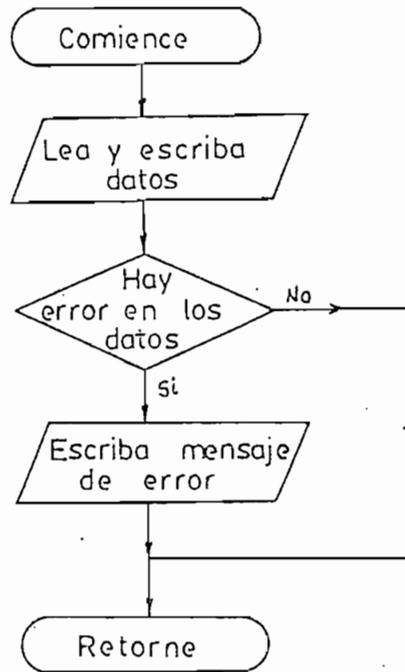
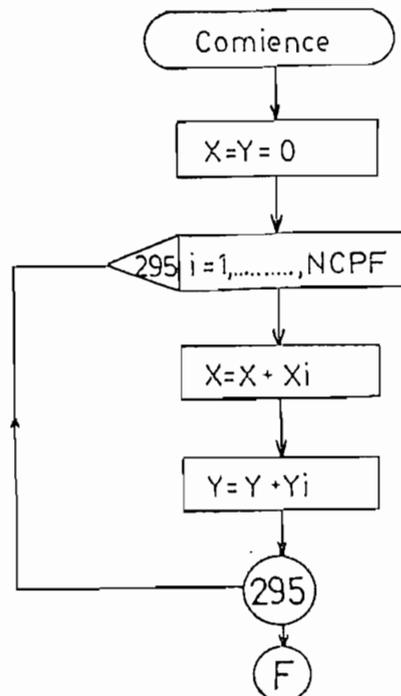


FIG. 3.2

3. SUBROUTINA CORFA



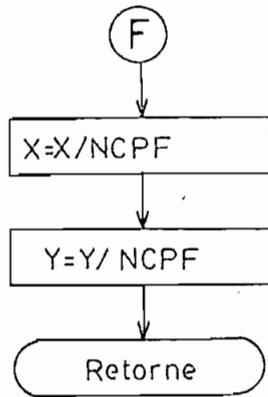
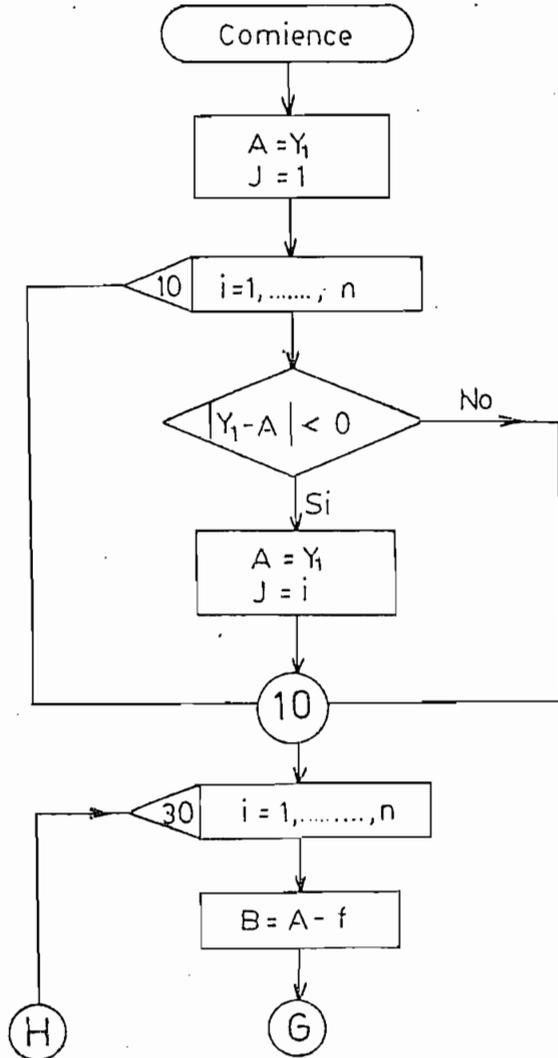


FIG. 3.3

4. SUBROUTINA SAG



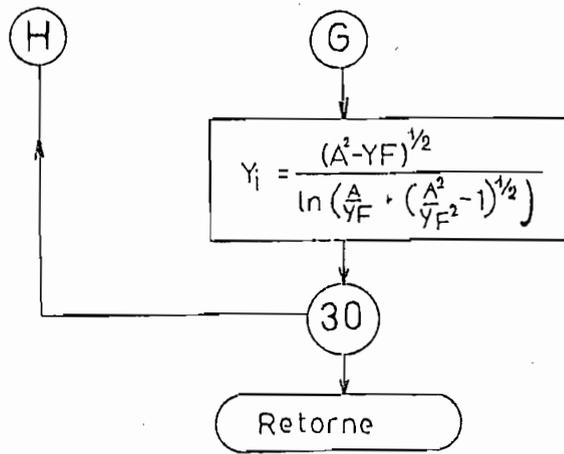


FIG. 34

5. SUBRUTINA RMG1

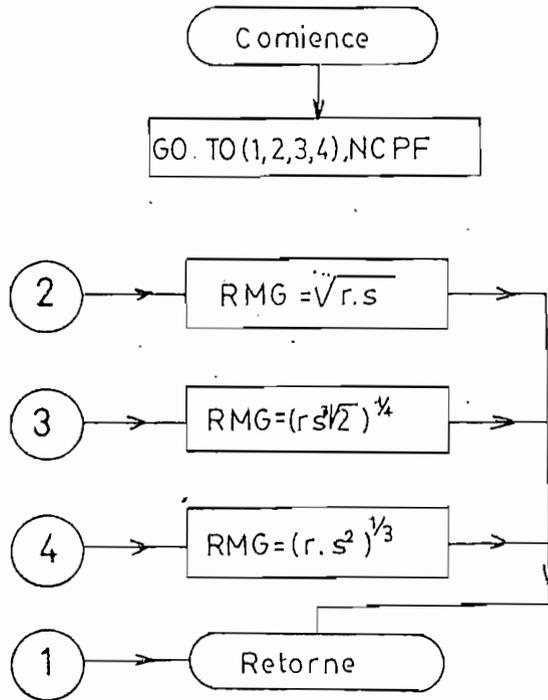


FIG. 35

6.- SUBROUTINA DISGEO

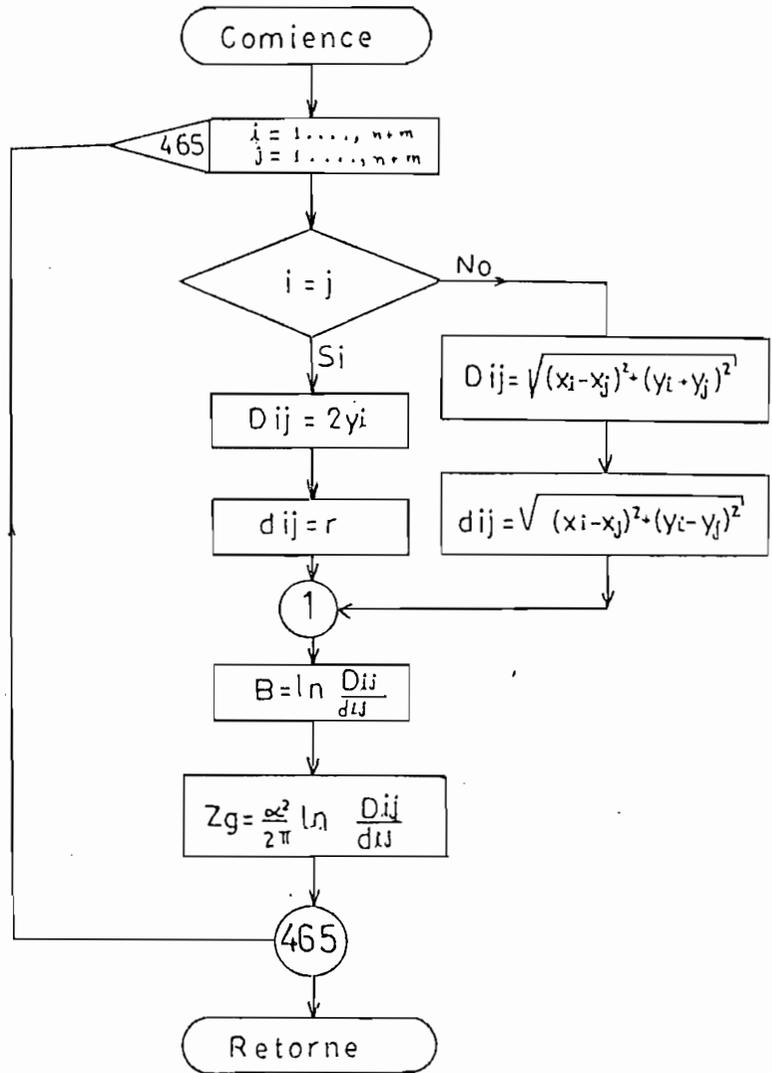


FIG. 3.6

7_ SUBROUTINA INTEGR

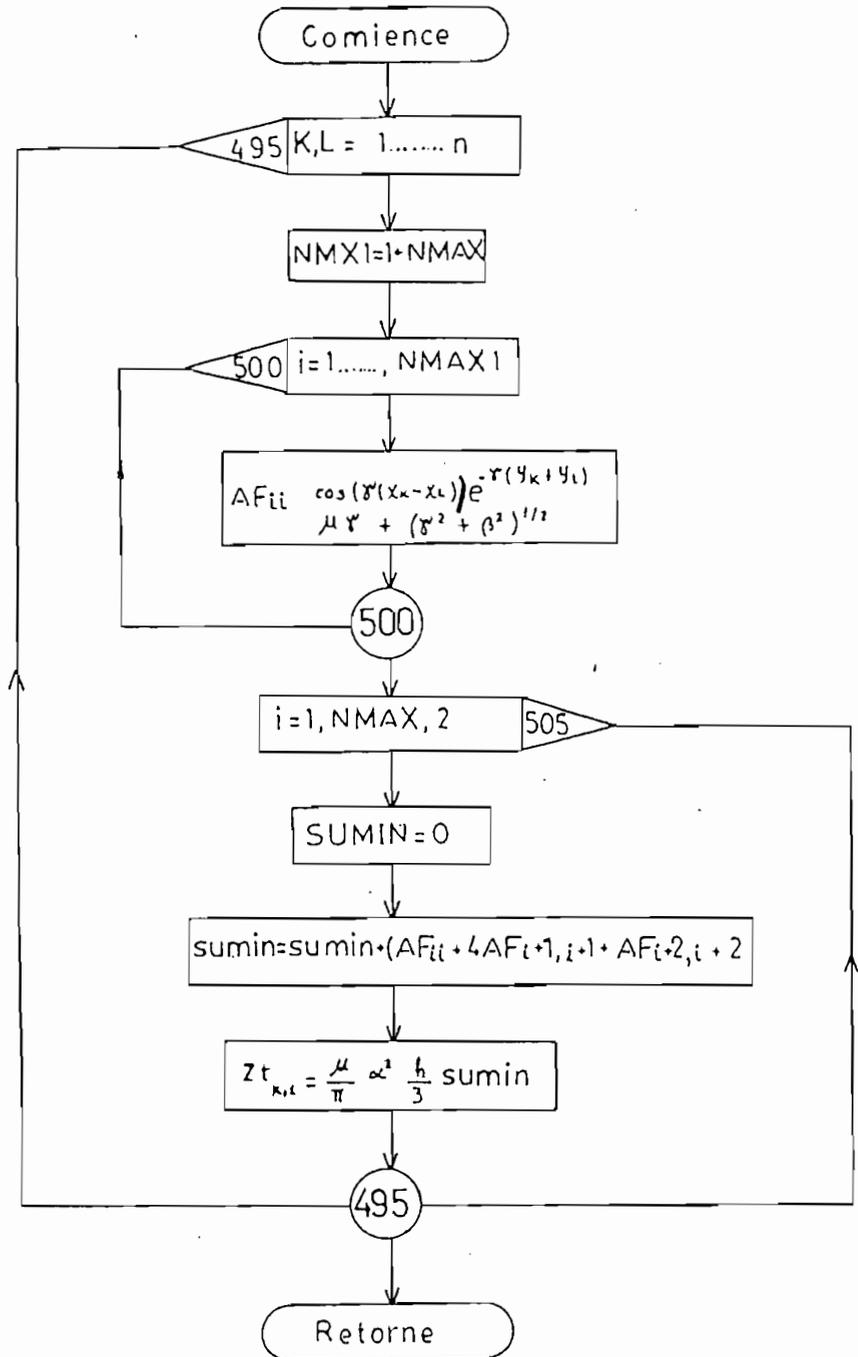


FIG.3.7

8.- SUBROUTINA SUMA1

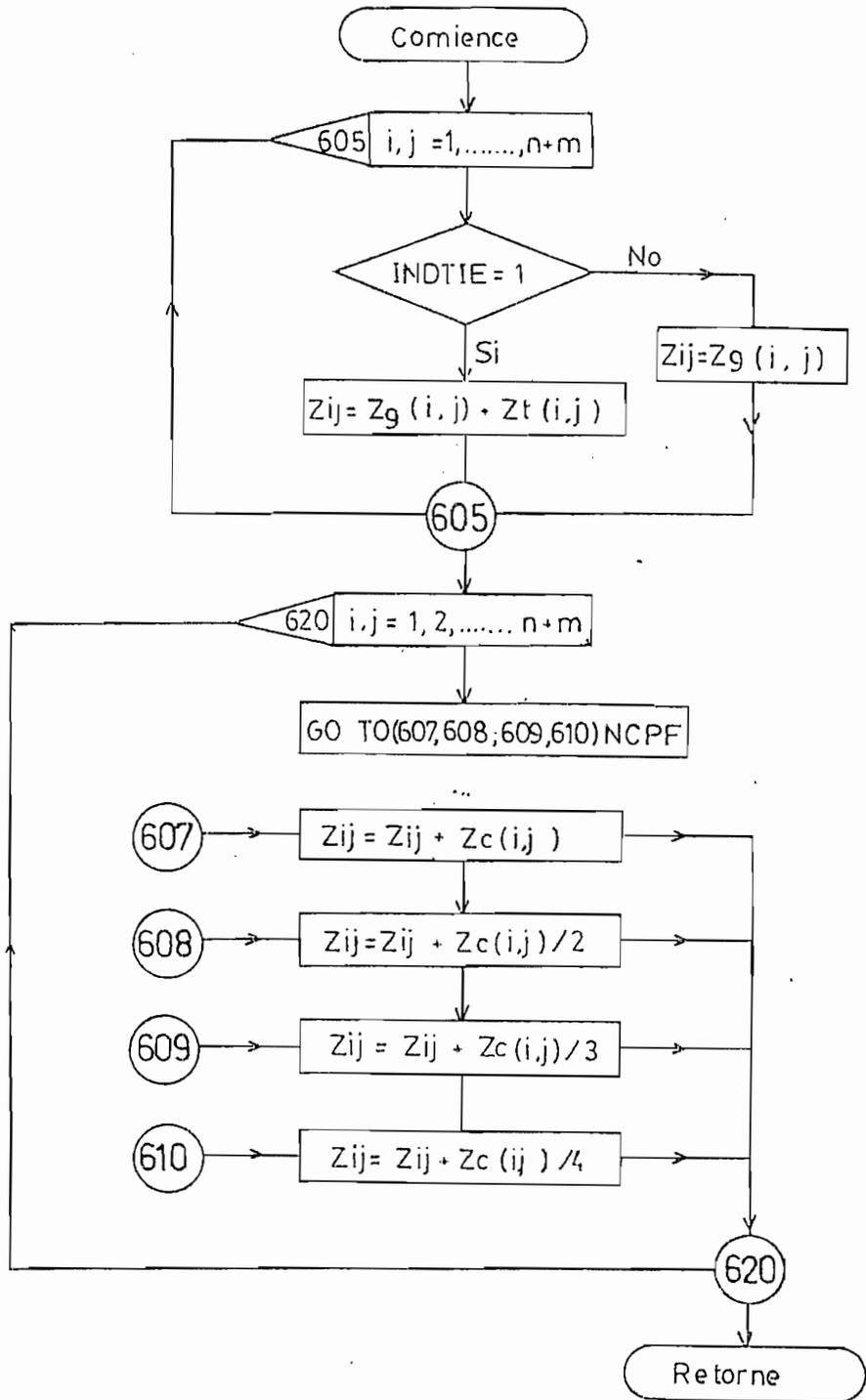


FIG. 3.8

9.. SUBRUTINA PARTIR

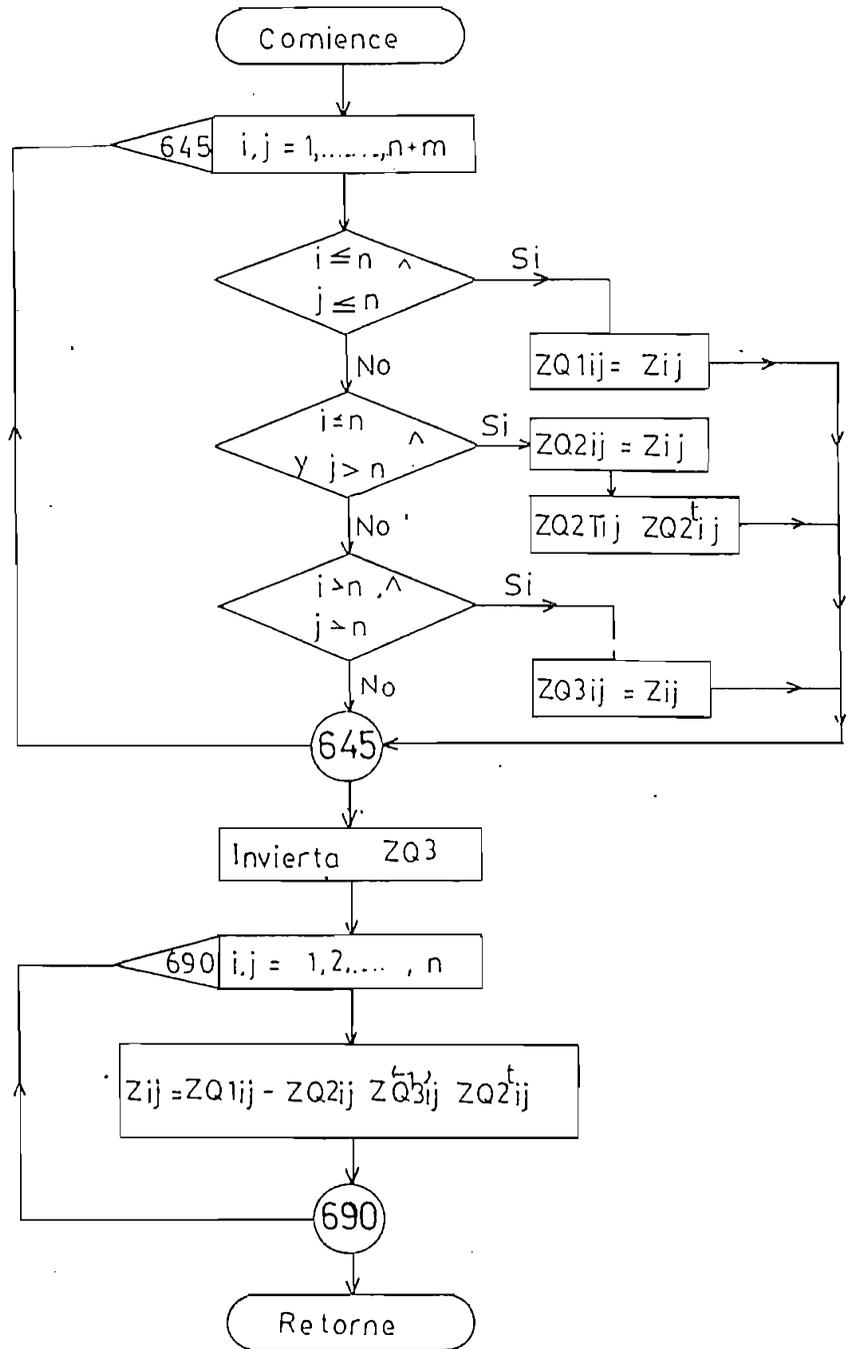
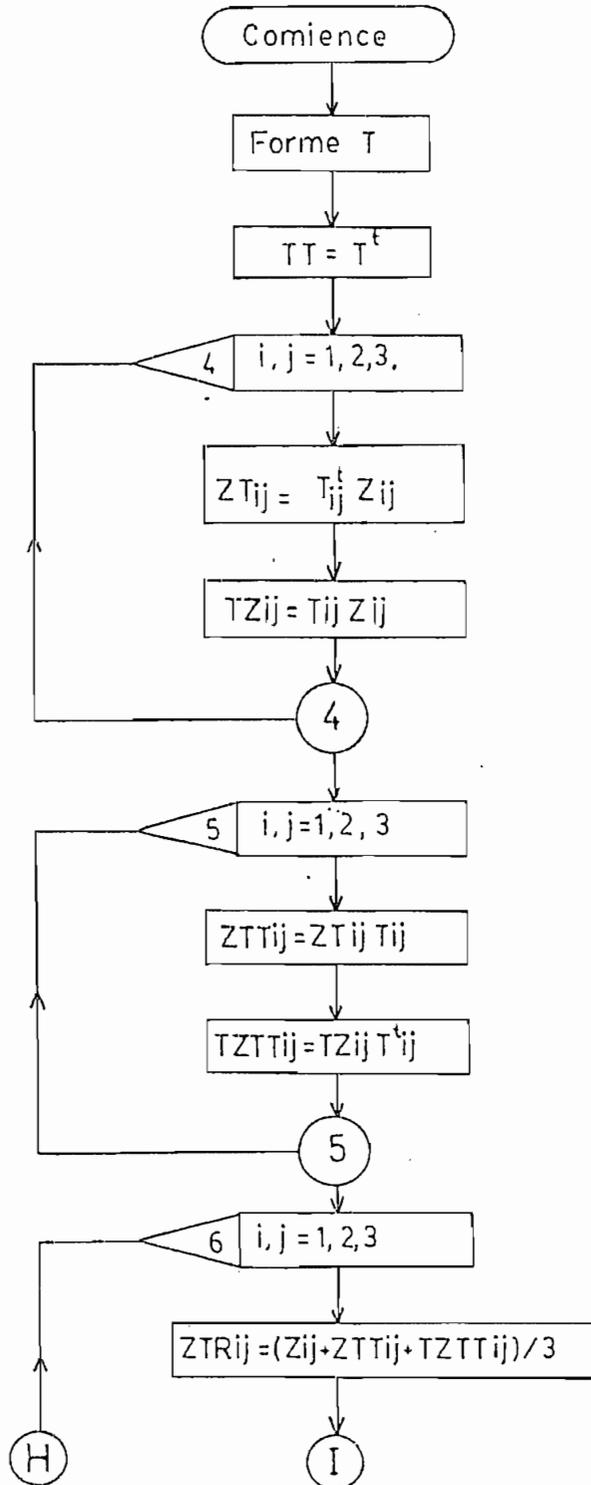


FIG. 39

10. SUBROUTINA TRANS



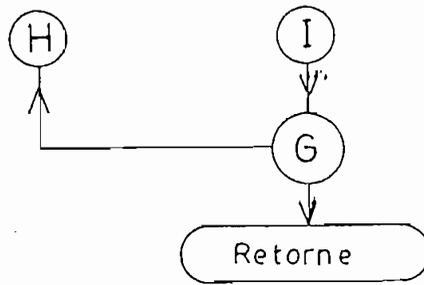


FIG. 3.10

11. SUBROUTINA REDUC

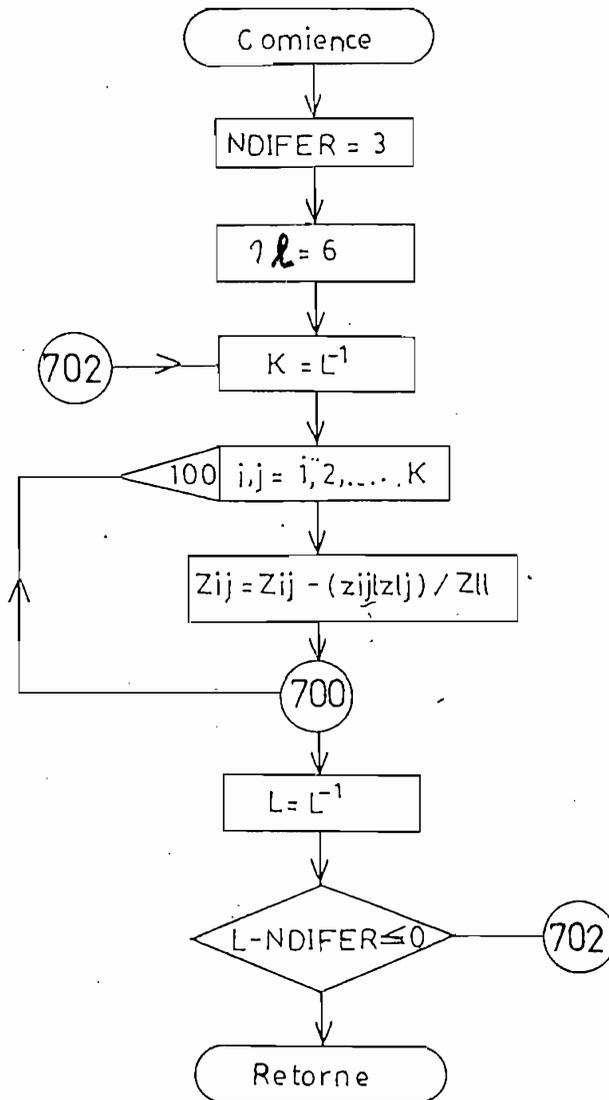


FIG. 3.11

12..SUBROUTINA SECO12

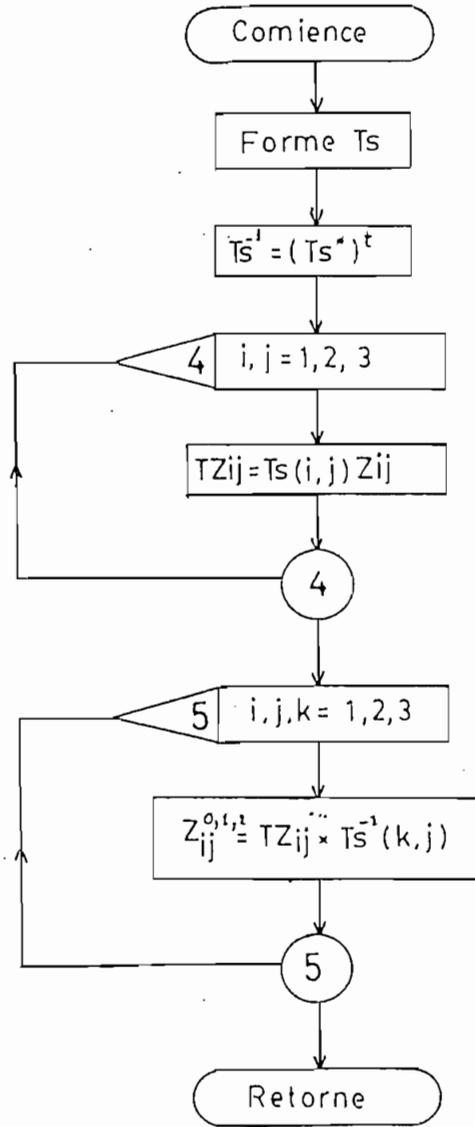
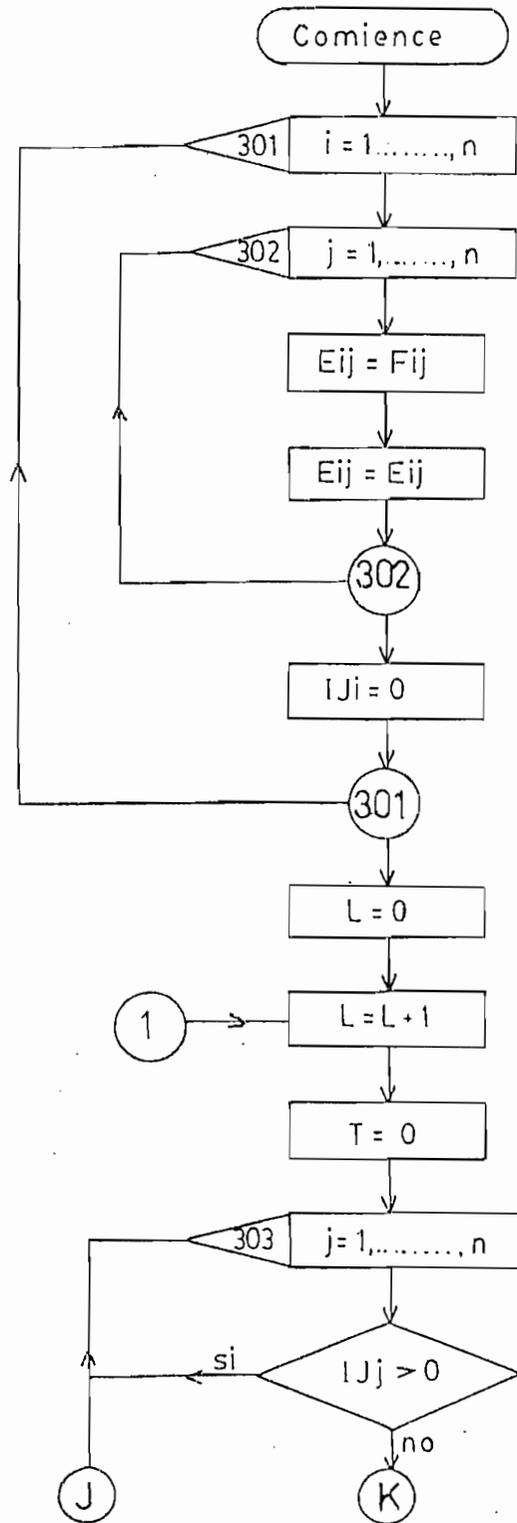
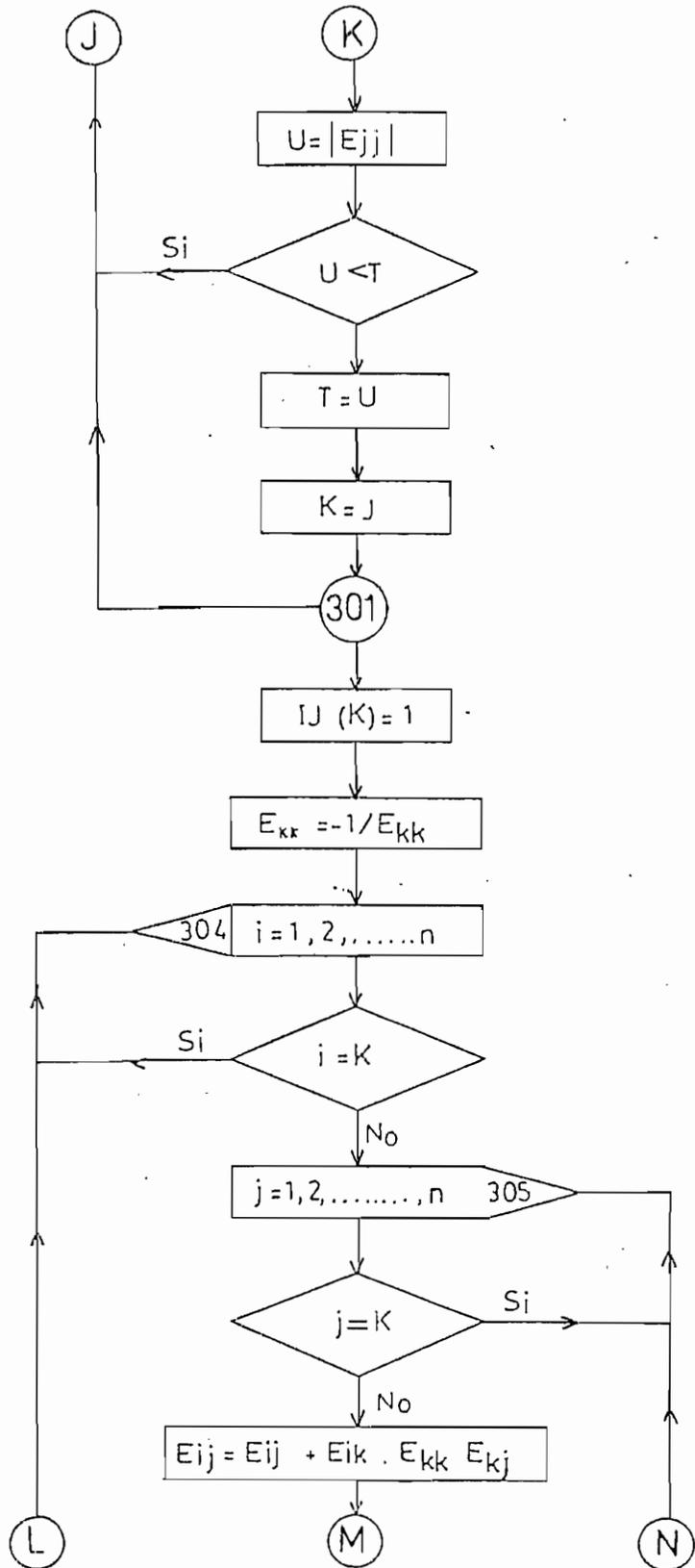


FIG. 3.12

13. SUBRUTINA INVER





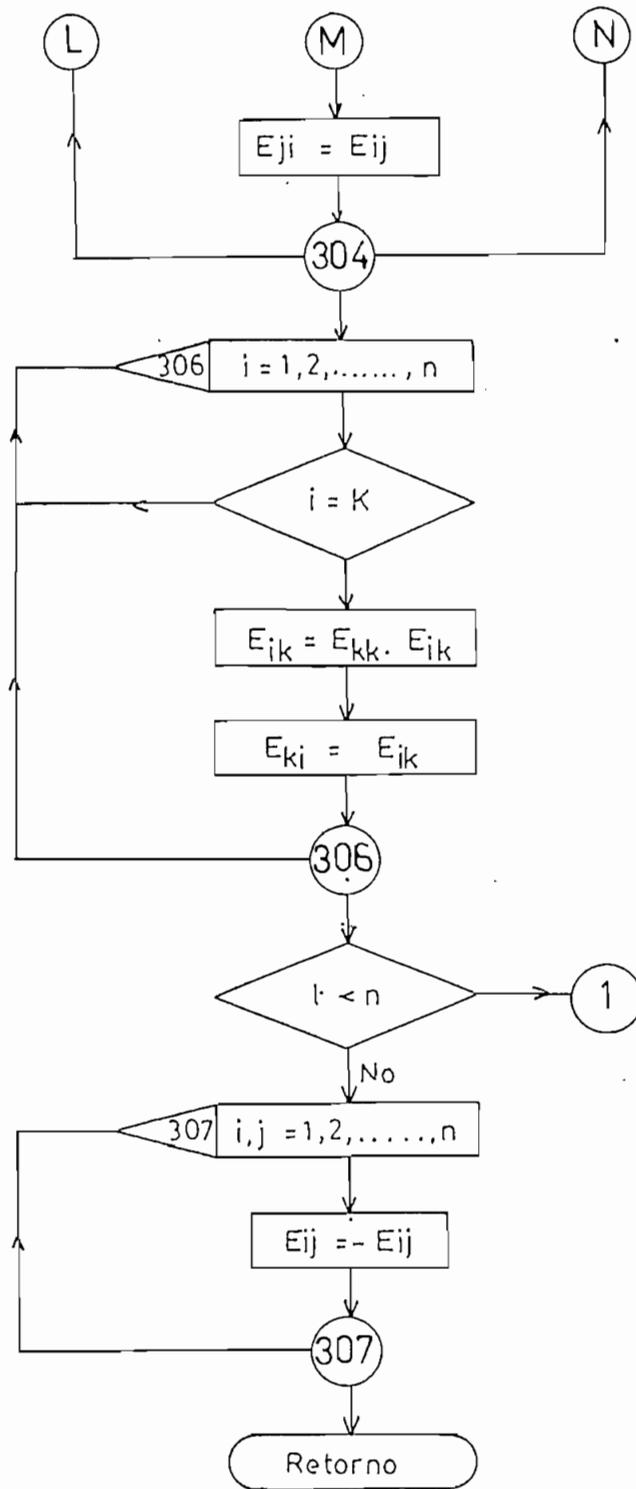


FIG. 3.13

CAPITULO IV

EJEMPLOS DE APLICACION

Se desea calcular las matrices de impedancia y admitancia de los circuitos mostrados en las figuras 4.1 a 4.5.

4.1 CASO MONOFASICO

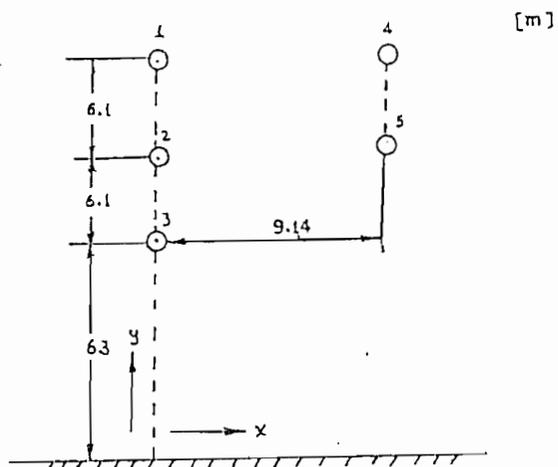


FIG. 4.1

Disposición de los conductores.

Los hilos de la fase son los conductores 1,2,3 y los hilos de retorno son los conductores 4,5

DATOS:

Calibre de los hilos de fase: AWG

Calibre de los hilos de retorno: 2/0 AWG

Frecuencia = 60 (Hz)

Resistividad de la tierra = 100 (Ohms - m)

Coordenadas de los conductores de fase:

$$(X , Y) = (0, 18.5)$$

$$(X , Y) = (0, 12.4)$$

$$(X , Y) = (0, 6.3)$$

Coordenadas de los conductores de tierra:

$$(X , Y) = (9.14 , 18.5)$$

$$(X , Y) = (9.14 , 12.4)$$

Flecha de los conductores = 0

Datos de permeabilidades y resistividades de algunos materiales empleados en líneas de transmisión se dan en la tabla 2. al final de este capítulo.

Datos del número de hilos exteriores (hilos de la última capa) de conductores ACSR y conductores de cobre típicos se dan en la tabla 3.

Los datos completos de entrada se indican en la página siguiente:

CASO MÓNOFASICO "EJEMPLO TOMADO DE LA REFERENCIA (6)"

6.00

1000

3

2

3

0. 18.5 0. 12.4 0. 6.3

9.16 18.5 9.16 12.4

0.254

0.508

0.2021

0.3817

3

6

0.1187

0.1751

12.5664E-07

12.5664E-07

1.7E-08

1.7E-08

1

1

0.

0.

0

0

4.2 CASO BIFASICO

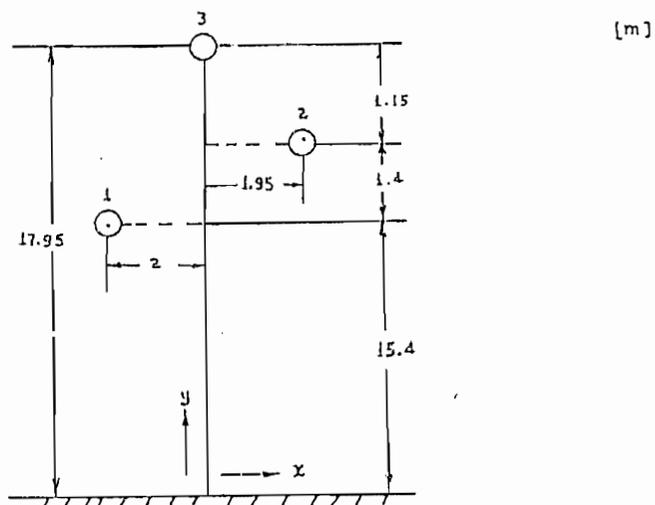


FIG. 4.2

Disposición de los conductores

Conductor: 7/5.2 mm Aluminio

Cable de guardia: 7/2.67 mm Acero

Frecuencia = 50 (Hz)

Resistividad de la tierra = 100 (ohms - m)

Los datos de coordenadas y todos los demás se indican en la página siguiente:

CASO BIFASICO UN CABLE DE GUARDIA

50.
100.
2
1
1
- 2.
0.
0 - 9 3 7 2 6
0 - 4 7 6 2 5
0 - 8 0 7 9 3
0 - 3 3 9
1 6
6
0 - 1 5 6 9 7
0 - 1 5 5
1 2 - 5 6 6 4 E - 0 5
1 2 - 5 6 6 4 E - 0 4
3 - 2 1 E - 0 8
2 0 - E - 8
1
2
6
4
1
1

1.5.40
1.7.95
1.95
1.6.8

2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 53 54 55 56 57 58 59 60 61 62 63 64 65 66

4.3 CIRCUITO TRIFASICO SIMPLE³

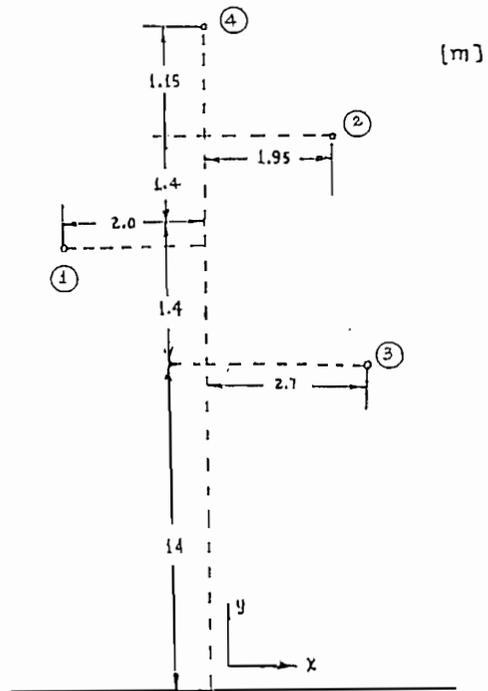


FIG. 4.3

Configuración de los conductores de la línea.

Conductor : 336. MCM, ACSR, Oriole

Cable de guardia: 3/4 pulg. acero

Frecuencia = 60 Hz

Resistividad de la tierra = 100 (ohms-m)

Los datos completos de entrada se exponen a continuación:

CASO TRIFASICO, CIRCUITO SIMPLE "EJEMPLO TOMADO DE LA REFERENCIA

50.
100.

3
1
1

- 2. 15.40 1.95 16.8 2.7 14.

0. 17.95

0. 8415

* 0. 4763x

0. 7774

0. 3605x

18

6 x

0. 1345

0. 1655x

12. 5664E-05

12. 5664E-04

3. 21E-08x

* 20.0E-08x

1

3

6.

2.

1
1
1

PARAMETROS DE LA LINEA DE TRANSMISION DE 230 KV. PAUTE - GUA YA OUIL "ZONA

50.					
150.					
6					
1					
1					
-3.65	36.6	-4.35	31.3	-3.85	26.
4.35	31.3	3.85	26.0		3.65
0.	43.0				
1.599					
0.4763					
1.3					
0.3605					
24					
6					
0.2					
0.1655					
12.5664E-05					
12.5664E-04					
2.8E-08					
18.0E-08					
2					
3					
18.42					
18.42					
1					
1					
0					
1					

12 13 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 53 54 55 56 57 58 59 60 61 62 63 64 65 66 67 68 69 70 71

4.5 DOBLE CIRCUITO TRIFASICO CON CONDUCTORES EN HAZ

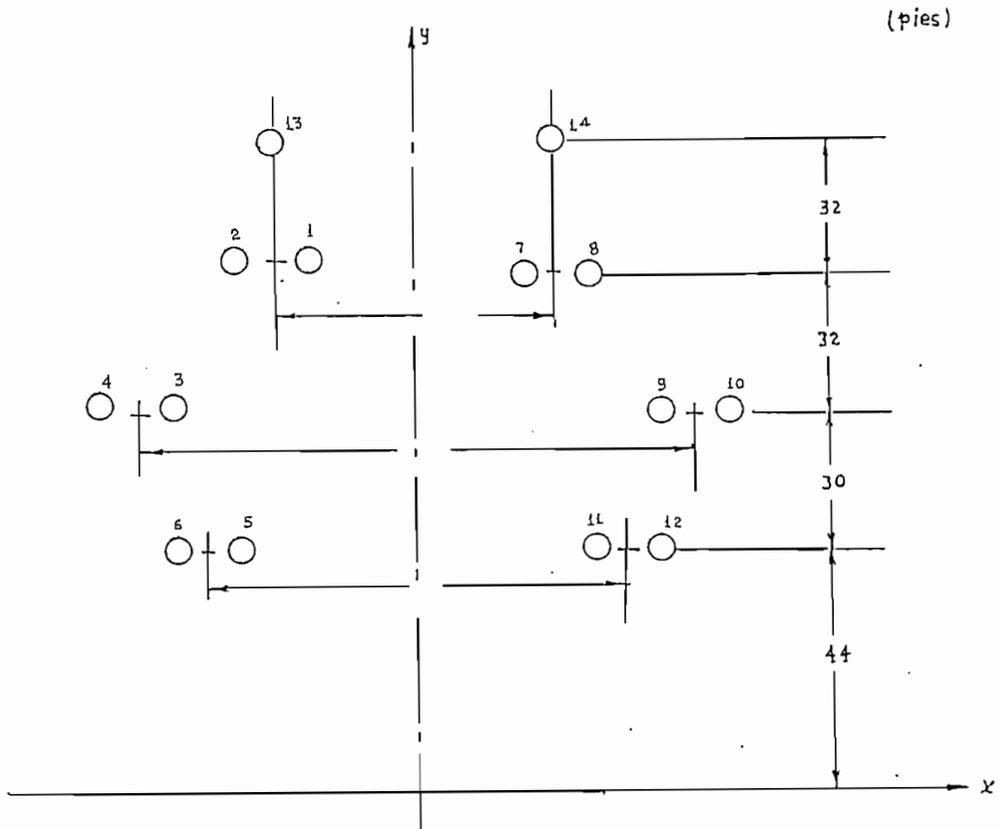


FIG. 4.5

Características del doble circuito
con disposición vertical.

Conductor: 2032 MCM ACSR

Cable de guardia: 1/2 pulg. acero

Frecuencia = 60 (Hz)

Resistividad de la tierra = 100 (ohms-m)

Los datos de coordenadas en metros y todos los datos restantes
se exponen a continuación:

ANALISIS DE RESULTADOS

A continuación se comparan los datos obtenidos en el programa con los datos dados en las referencias:

	IMPEDANCIA ($\Omega/\text{Km.}$)		ADMITANCIA	
	Secuencia cero	Secuencia positiva	POR FASE ($\mu\text{S}/\text{Km.}$)	
PROGRAMA	0.3523 +j1.6265	0.0359 +j5.061	j 3.0163	
INECEL	0.2823 +j1.5783	0.0590 + j0.4728	j 3.5492	
			ADMITANCIA	
			Sec. cero	Sec. posit.
PROGRAMA	0.3088 +j1.4613	0.0672 +j0.4572	j1.8404	j2.7301
REFERENCIA (3)	0.4113 +j1.4105	0.1901 +j0.4088	j1.7475	j2.8471
PROGRAMA	0.2659 +j0.9926	0.0082 +j0.1943		
REFERENCIA (7)	0.2361 +j0.7814	0.0118 +j0.1924		
C A S O M O N O F A S I C O				
IMPEDANCIA ($\Omega/\text{Km.}$)				
PROGRAMA	+j0.2549			
REFERENCIA (6)	+j0.2356			

Si comparamos los resultados dados por las referencias con los obtenidos en el programa, vemos que éstos son muy similares. Las pequeñas diferencias que aparecen se deben a que no se han tenido disponibles todos los datos de entrada, entre otras causas.

Los resultados completos obtenidos en el programa se muestran a continuación:

CASC TRIFASICO. CIRCUITO SIMPLE MODELO TENACIO DE LA REFERENCIA (B)

MATRIZ DE IMPEDANCIAS SEUN EN COMPONENTES DE FASE (CM/S/M):

	FASE A	FASE B	FASE C
FASE A	0.141877+J	0.791654	0.334822
FASE B	0.090958+J	0.197277+J	0.334822
FASE C	0.090958+J	0.334822	0.197277+J

MATRIZ DE ADMITANCIAS SEUN EN COMPONENTES SIMETRICAS (CM/S/M):

	CERO	POSITIVA	NEGATIVA
CERO	0.308790+J	0.0	0.0
POSITIVA	0.0	0.000000	0.000000
NEGATIVA	0.000000+J	-0.000000	0.000000

MATRIZ DE ADMITANCIAS SEUN EN COMPONENTES DE FASE (MICROCM/S/M):

	FASE A	FASE B	FASE C
FASE A	0.0	0.0	0.0
FASE B	0.0	0.0	0.0
FASE C	0.0	0.0	0.0

MATRIZ DE ADMITANCIAS SEUN EN COMPONENTES SIMETRICAS (MICROCM/S/M):

	CERO	POSITIVA	NEGATIVA
CERO	0.0	0.000000	0.000000
POSITIVA	0.0	0.0	0.0
NEGATIVA	0.0	0.0	0.0

PARAMETROS DE LA LINEA DE TRANSMISION DE 230 KV. FAUTE-GUAYACUIL "ZONA 1"

MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE EN COMPONENTES DE FASE(CHMS/KM):

	FASE A	FASE B	FASE C
FASE A	0.143501+J	0.106441+J	0.105328+J
FASE B	0.0876824	0.106447+J	0.104642+J
FASE C	0.389628	0.391850	0.133649+J

MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE EN COMPONENTES SIMETRICAS(CHMS/KM):

	POSITIVA	NEGATIVA	CERO
POSITIVA	1.124520	-0.009714	0.015785+J
NEGATIVA	-0.011049	0.506100	0.029557+J
CERO	-0.005714	0.016937	0.035888+J

MATRIZ DE ADMITANCIA SHUNT EN COMPONENTES DE FASE(MHCS/KM):

	FASE A	FASE B	FASE C
FASE A	0.0	0.0	0.0
FASE B	0.0	0.0	0.0
FASE C	0.0	0.0	0.0

MATRIZ DE ADMITANCIA SHUNT EN COMPONENTES SIMETRICAS(MHCS/KM):

	POSITIVA	NEGATIVA	CERO
POSITIVA	3.327307	0.105298+J	0.033708
NEGATIVA	0.033708	-0.204753+J	0.009001+J
CERO	0.033708	0.009001+J	0.173858

*** CIRCUITO DERRECHO ***

MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE EN COMPONENTES DE FASE(CHMS/KM):

	FASE A	FASE B	FASE C
FASE A	0.143501+J	0.106441+J	0.105328+J
FASE B	0.0876824	0.106447+J	0.104642+J
FASE C	0.389628	0.391850	0.133649+J

MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE EN COMPONENTES SIMETRICAS(CHMS/KM):

	POSITIVA	NEGATIVA	CERO
POSITIVA	1.124520	-0.009714	0.015785+J
NEGATIVA	-0.011049	0.506100	0.029557+J
CERO	-0.005714	0.016937	0.035888+J

MATRIZ DE ADMITANCIA SHUNT EN COMPONENTES DE FASE (MICROHOS/KM):

FASE C	0.0	2.519250	0.0	FASE B	-0.452207	0.0	FASE A	-0.105002
FASE B	0.0	-0.452207	0.0	+	+	+	+	+
FASE A	0.0	-0.105002	0.0	+	+	+	+	+

MATRIZ DE ADMITANCIA SHUNT EN COMPONENTES SIMETRICAS (MICROHOS/KM):

CEFO	0.0	2.327403	0.033708	POSITIVA	0.033708	0.033708	NEGATIVA	0.033708
POSITIVA	-0.109296	0.033708	3.299750	+	+	+	+	+
NEGATIVA	0.109296	0.033708	-0.173658	+	+	+	+	+

*** CIRCUITO EQUIVALENTE ***

MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE EN COMPONENTES DE FASE (CMS/KM):

FASE A	0.125768	0.620259	0.106441	FASE B	0.368219	0.106328	FASE C	0.322404
FASE B	0.106441	0.330219	0.123112	+	+	+	+	+
FASE C	0.106328	0.332204	0.104642	+	+	+	+	+

MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE EN COMPONENTES SIMETRICAS (CMS/KM):

CEFO	0.329538	1.334900	-0.007121	POSITIVA	-0.008041	0.010184	NEGATIVA	-0.057278
POSITIVA	0.010184	-0.007375	0.018140	+	+	+	+	+
NEGATIVA	-0.007121	-0.008041	-0.022177	+	+	+	+	+

MATRIZ DE ADMITANCIA SHUNT EN COMPONENTES DE FASE (MICROHOS/KM):

FASE A	0.0	1.260227	0.0	FASE B	-0.264133	0.0	FASE C	-0.050037
FASE B	0.0	-0.264133	0.0	+	+	+	+	+
FASE C	0.0	-0.050037	0.0	+	+	+	+	+

MATRIZ DE ADMITANCIA SHUNT EN COMPONENTES SIMETRICAS (MICROHOS/KM):

CEFO	0.0	0.56081	0.007245	POSITIVA	0.007245	0.007245	NEGATIVA	0.007245
POSITIVA	-0.006005	0.007245	-0.002202	+	+	+	+	+
NEGATIVA	0.006005	-0.002202	0.007245	+	+	+	+	+

DOBLE CIRCUITO TRIFASICO. "EJEMPLO TOMADO DE LA REFERENCIA (7)"

** CIRCUITO IZQUIERDO **

MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE EN COMPONENTES DE FASE(OHMS/KM):

FASE A	0.101746+J	0.613823	0.085684+J	0.275401	0.085898+J	0.256255
FASE B	0.085684+J	0.273806	0.102189+J	0.670715	0.086143+J	0.316790
FASE C	0.085898+J	0.252904	0.086143+J	0.314264	0.102665+J	0.690394

MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE EN COMPONENTES SIMETRICAS(OHMS/KM):

CERO	0.274017+J	1.221101	0.000236+J	-0.040483	-0.000925+J	-0.040094
POSITIVA	0.000435+J	-0.037611	0.015385+J	0.377187	0.017253+J	0.011079
NEGATIVA	-0.001124+J	-0.038010	-0.017259+J	0.011106	0.016223+J	0.377187

MATRIZ DE ADMITANCIA SHUNT EN COMPONENTES DE FASE(MICROPHCS/KM):

FASE A	0.0	3.585369	0.0	0.0	0.0	-0.105544
FASE B	0.0	-0.605678	0.0	3.747734	0.0	-0.523737
FASE C	0.0	-0.105544	0.0	-0.523737	0.0	4.061110

MATRIZ DE ADMITANCIA SHUNT EN COMPONENTES SIMETRICAS(MICROPHCS/KM):

CERO	0.0	2.974097	0.235304+J	-0.050475	-0.235304+J	-0.050475
POSITIVA	-0.235303+J	-0.050475	-0.000000+J	4.213338	-0.199013+J	-0.221384
NEGATIVA	0.235303+J	-0.050475	0.199013+J	-0.221384	0.000000+J	4.213338

** CIRCUITO DERECHO **

MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE EN COMPONENTES DE FASE(OHMS/KM):

FASE A	0.101746+J	0.613823	0.085684+J	0.275401	0.085898+J	0.256255
FASE B	0.085684+J	0.273806	0.102189+J	0.670715	0.086143+J	0.316790
FASE C	0.085898+J	0.252904	0.086143+J	0.314264	0.102665+J	0.690394

MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE EN COMPONENTES SIMETRICAS(OHMS/KM):

CERO	0.274017+J	1.221101	0.000236+J	-0.040483	-0.000925+J	-0.040084
POSITIVA	0.000435+J	-0.037611	0.016385+J	0.377187	0.017250+J	0.011078
NEGATIVA	-0.001124+J	-0.032010	-0.017259+J	0.011106	0.016223+J	0.377187

MATRIZ DE ADMITANCIA SHUNT EN COMPONENTES DE FASE(MICRONHCS/KM):

FASE A	0.0	3.579326	0.0	-0.575374	0.0	0.0
FASE B	0.0	-0.575374	0.0	3.744093	0.0	-0.097642
FASE C	0.0	-0.097642	0.0	-0.526791	0.0	4.061505

MATRIZ DE ADMITANCIA SHUNT EN COMPONENTES SIMETRICAS(MICRONHCS/KM):

CERO	0.0	2.974097	0.235304+J	-0.050475	-0.235304+J	-0.050475
POSITIVA	-0.235303+J	-0.050475	-0.000000+J	4.213338	-0.199013+J	-0.221384
NEGATIVA	0.235303+J	-0.050475	0.199013+J	-0.221384	0.000000+J	4.213338

*** CIRCUITO EQUIVALENTE ***

MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE EN COMPONENTES DE FASE(OHMS/KM):

FASE A	0.093508+J	0.422833	0.085684+J	0.2556091	0.085898+J	0.2556091
FASE B	0.085684+J	0.255294	0.094051+J	0.461953	0.086143+J	0.293237
FASE C	0.085898+J	0.249016	0.086143+J	0.292502	0.094527+J	0.496202

MATRIZ DE IMPEDANCIA SERIE EN COMPONENTES SIMETRICAS(OHMS/KM):

CERO	0.265879+J	0.792607	0.008201+J	-0.032931	-0.008201+J	-0.032931
POSITIVA	-0.008201+J	-0.031296	0.008201+J	0.194329	0.013270+J	0.007631
NEGATIVA	0.007624+J	-0.031695	-0.013267+J	0.007859	0.008119+J	0.194329

MATRIZ DE ADMITANCIA SHUNT EN COMPONENTES DE FASE(MICRONHCS/KM):

FASE A	0.0	1.630299	0.0	-0.349850	0.0	0.0
FASE B	0.0	-0.349854	0.0	1.843781	0.0	-0.081161
FASE C	0.0	-0.079348	0.0	-0.294774	0.0	1.961138

30
31
32
33
34
35
36
37

MATRIZ DE ADMITANCIA SHUNT EN COMPONENTES SIMETRICAS(MICROMHOS/KM):

CERO	0.0	1.332486	0.111756+J	-0.056094	-0.111756+J	-0.060894
POSITIVA	-0.110316+J	-0.063600	0.000746+J	2.055953	-0.120362+J	-0.144095
NEGATIVA	0.110316+J	-0.063600	0.120362+J	-0.144095	-0.000746+J	2.055953

48
49
50
51
52
53
54
55
56
57

CASO BIFASICO, UN CAPEL CLARDIA

*** CIRCUITO BIFASICO ***

MATRIZ DE IMPECANCIASERIE(OHMS/KM):

FASE A	0.144997+J	0.785346	FASE E	0.328721
FASE B	0.081877+J	0.328721	FASE F	0.785346

61
62
63

MATRIZ DE ADMITANCIA SHUNT(MICROMHOS/KM):

FASE A	0.0	2.385971	FASE E	-0.281602
FASE B	0.0	-0.281602	FASE F	2.403575

1
2
3
4
5

CASO MONOFASICO, "EJEMPLO TOMADO DE LA REFERENCIA (6)"

IMPEDANCIA SERIE (OHMS / KM) : 30.25492

ADMITANCIA SHUNT (MICROMHOS / KM) : 35.38671

8
9

T A B L A 2

	RESISTIVIDAD A 20°C ($\Omega \cdot m$)	PERMEABILIDAD (H/m)
Aluminio	2.8×10^{-8}	$4\pi \times 10^{-5}$
Cobre	1.7×10^{-8}	$1.000009 \times 4\pi \times 10^{-7}$
Acero	1.8×10^{-7}	$4\pi \times 10^{-4}$

T A B L A 3

Nº HILOS AL / Nº HILOS ACERO (ACSR)	Nº HILOS EXTERIORES	NUMERO HILOS CU	Nº HILOS EXTE- RIORES
18/1	12	3	3
22/7	14	7	6
24/7	15	19	12
26/7	16	27	15
26/19	16	37	18
30/7	18	61	24
30/19	18	91	30
34/19	20	127	36
42/19	24		
42/7	20		
45/7	21		
48/7	22		
<u>54/7</u>	<u>24</u>		
54/19	24		
72/7	27		

CAPITULO V

CONCLUSIONES Y APENDICES

- El algoritmo descrito en el capítulo II permite pasar con gran facilidad las instrucciones a lenguaje FORTRAN, excepto el término integral de la ecuación (2.11) que necesita mayor elaboración.

- Para la evaluación de los elementos de la matriz de impedancia de retorno por tierra, se probó con diez, veinte, cuarenta y cincuenta intervalos en un rango de 0 a 0.2 obteniéndose suficiente precisión para cuarenta intervalos, razón por la cual se dejó en este número.

- Un programa de cálculo trae consigo las siguientes ventajas:
 - a) Ahorro de memoria en la máquina ya que se utiliza dimensionamiento común.
 - b) Ahorro de tiempo de cómputo ya que los datos ingresan en bloques para algunos o todos los casos expuestos en la tabla 1, sin contar con los casos combinados o repetidos que se pueden dar en las distintas configuraciones. Así para los cinco ejemplos corridos en el capítulo IV el tiempo de cómputo empleado es únicamente de 240 segundos. Esto es muy valioso desde el punto de vista de la selección de alternativas de diseño.
 - c) El programa se hace accesible a cualquier persona, incluso a aquellas que no poseen ningún conocimiento de ingeniería, ya que la forma de proporcionar los datos es por demás sencilla como se puede ver en el Apéndice "B".- Esto es muy importante ya que evita las molestias de escoger un programa específico para cada caso.

- El cálculo de los parámetros a cualquier frecuencia es muy útil para estudios de protecciones o radio interferencia; ya que ,

con frecuencias de "carrier" (50KHz a 500 KHz) el desbalance de la línea es extremadamente importante para determinar la característica de pérdidas, de manera que se requiere de una representación más detallada de la línea, más aún teniendo en cuenta que la línea puede ser larga.- En forma similar, a frecuencias de radio interferencia (1 MHz o más) cualquier análisis para investigar las características de la línea debe tomar en cuenta todos los conductores de la línea y la longitud de la misma, esto también se aplica cuando se estudian los voltajes transitorios de energización o los voltajes de recuperación durante condiciones de fallas donde se tiene interés en un amplio margen de frecuencias.

- El acoplamiento mutuo entre dos circuitos trifásicos debe ser considerado para estudios de fallas y diseño de sistemas de protección, siendo de particular interés la inducción de secuencia negativa, ya que los relés direccionales de secuencia negativa responden únicamente a señales de corriente de esta secuencia, evitando los problemas de inducción mutua del relé de tierra.

En líneas balanceadas no existe acople magnético en secuencia cero, positiva o negativa; es decir, no se presentarán voltajes inducidos.

La impedancia de secuencia cero está acoplada exclusivamente con el camino de retorno por tierra, por esta razón se le conoce comunmente como modo de tierra; mientras que las impedancias de secuencia positiva y negativa se caracterizan por su completa independencia de tierra y se llaman modos aéreos.

Las transposiciones permiten controlar el desbalance electromagnético de las líneas, en la práctica éstas no son perfectamente transpuestas y las matrices de impedancia y admitancia que se obtienen dependen de la configuración de la línea.

APENDICE "A"

TRANSFORMADAS DE FOURIER

Las transformadas de Fourier nos permite pasar funciones del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. Mediante la transformada de Fourier se puede representar una función f(t) no como una serie sino como una integral.

Las series de Fourier y la transformada de Fourier constituyen un poderoso instrumento en el tratamiento de diversos problemas prácticos que involucran funciones periódicas y funciones no periódicas.

F (ω) se conoce como la integral de Fourier o como la transformada de Fourier de f(t).

$$F (\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j \omega t} dt \text{ (dominio de la frecuencia) (c.1)}$$

La operación inversa de F (ω) es f(t) y se denomina transformada inversa de la integral de Fourier.

$$f(t) = \frac{1}{2 \pi} \int_{-\infty}^{\infty} F (\omega) e^{j \omega t} d\omega \text{ (dominio del tiempo) ---- (c.2)}$$

Las ecuaciones (C.1) y (C. 2) se conocen a menudo como par de transformadas de Fourier.

La condición esencial para que exista F (ω) está dada por: $\int |f (t)| dt < \infty$ en otros términos la integral del valor absoluto de f (t) debe ser finita.

TRANSFORMADA BIDIMENSIONAL DE FOURIER

La transformada bidimensional de Fourier F (u,v) de una función bidimensional f(x,y) se puede definir como una doble integral,

$$F(u,v) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x,y) e^{-j(ux+vy)} dx dy \text{ ---- (C.3)}$$

Entonces $f(x,y)$ se puede hallar por la fórmula de inversión

$$f(x,y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} F(u,v) e^{j(ux+vy)} du dv \quad \text{----- (C.4)}$$

LA TRANSFORMADA RAPIDA DE FOURIER

La transformada rápida de Fourier es un algoritmo que permite realizar la síntesis y análisis de las series de Fourier con enormes ahorros en el tiempo de cómputo.

Para funciones periódicos de tiempo, una herramienta familiar para el análisis es la representación de las series de Fourier por $f(t)$, ecuación (C.2).

Una representación similar para funciones no periódicas, funciones del tiempo $x(t)$ se da por la integral:

$$\left. \begin{aligned} x(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ x(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{j2\pi ft} df \end{aligned} \right\} \text{----- (C.5)}$$

El espectro de frecuencias complejas continuas de la función no periódica $S(f)$ se expresa por:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad \text{----- (C.6)}$$

Las ecuaciones (C.5) y (C.6) son recíprocas y también son conocidas como par de transformadas de Fourier.

Para funciones de tiempo que son cero para tiempos negativos la transformada de Fourier está cercanamente relacionada con la transformada de Laplace, la cual se define como:

$$S(p) = \int_0^{\infty} x(t) e^{-pt} dt \quad \text{----- (C.7)}$$

donde p es un complejo, $p = a + jb$

Así si la parte real de p es cero, las dos transformadas son iguales, (C.6) = (C.7).

Las transformadas de Fourier y de Laplace son útiles en un -
sin número de aplicaciones. En particular la solución de las ecua-
ciones diferenciales se simplifican porque una de las transforma--
das se convierte en una ecuación algebraica con p o f como la va--
riable independiente.

Las transformadas proporcionan un medio fácil para relacio--
nar la entrada y salida de variables de sistemas invariantes en el
tiempo encontrados en sistemas eléctricos, mecánicos y ópticos.

La transformada de Laplace es más útil para estudios analíti-
cos de sistemas, porque la transformación da una función analítica
definida en un espacio de dos dimensiones; la localización de las
raíces en dos dimensiones determina el comportamiento del sistema.

La transformada inversa de Laplace involucra un contorno de
integración en dos dimensiones, eso no es adaptable fácilmente a
métodos numéricos. En cambio la transformada de Fourier da una -
función compleja en una sola dimensión, esto es en el dominio de -
la frecuencia; consecuentemente la transformada inversa es fácilmen-
te adaptable a métodos numéricos.

Una transformada de Fourier tiene la propiedad de aplicación
en el análisis de sistemas lineales invariantes en el tiempo; es -
que, la transformada de la convolución de dos funciones es igual -
al producto de las transformadas de las funciones individuales. Pa-
ra aclarar consideremos dos funciones del tiempo $x_1(t)$ y $x_2(t)$, -
tomando las transformadas de Fourier $S_1(f)$ y $S_2(f)$ dadas por la -
ecuación (C.6), la convolución $x_3(t)$ de $x_1(t)$ y $x_2(t)$ es:

$$x_3(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x_1(\tau) x_2(t-\tau) d\tau = x_1(t) * x_2(t) \text{-----} \quad (C.8)$$

La transformada de Fourier de $x_3(t)$ está dada por:

$$S_3(f) = S_1(f) S_2(f) \text{-----} \quad (C.9)$$

Nótese que la multiplicación en el dominio del tiempo corres-
ponde a la convolución en el dominio de la frecuencia.

LA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER¹⁷

Ya que la transformada de Fourier es una herramienta poderosa de análisis, no es sorprendente la búsqueda de técnicas para resolver numéricamente la transformada de Fourier. Como consecuencia se desarrolló la transformada discreta de Fourier, pero fue considerada impráctica hasta el desarrollo de la transformada rápida de Fourier.

Para comprender mejor la transformada de Fourier ilustraremos con un ejemplo gráfico.

La relación entre la Transformada de Fourier y una función de prueba continua en el tiempo puede ser establecida considerando $x_1(t)$ y su transformada de Fourier $S_1(f)$ ilustrada en la Fig. (C.1) A y B. Se puede considerar una muestra $x_2(t)$ como la multiplicación de $x_1(t)$ por la función $x_2(t)$; (una secuencia infinita de funciones impulso de la Fig. (C.1) C) la transformada de Fourier de $x_2(t)$ se da en la Fig. (C.1) D.- Recordar que la multiplicación por el proceso de convolución forma un par de transformadas, por lo tanto si $x_1(t)$ y $x_2(t)$ son multiplicadas $S_1(f)$ y $S_2(f)$ son convolucionadas dando la función mostrada en la Fig. (C.2).- La transformada de Fourier de la función del tiempo mostrada en la Fig. C.2 es entonces una función periódica de período $1/\Delta t$, donde cada período contiene información completa del espectro de frecuencia de $x_1(t)$.

Cuando se desea computar la transformada discreta de Fourier con máquinas digitales, únicamente un número finito de muestras discretas de las dos funciones del tiempo y el espectro de frecuencias pueden ser considerados.

En el caso de las muestras dadas en la Fig. C.2 el par de transformadas de Fourier dadas por las ecuaciones (C.5) y (C.6) para N muestras se convierten en:

FIG. C.1. Pares de transformadas de Fourier.

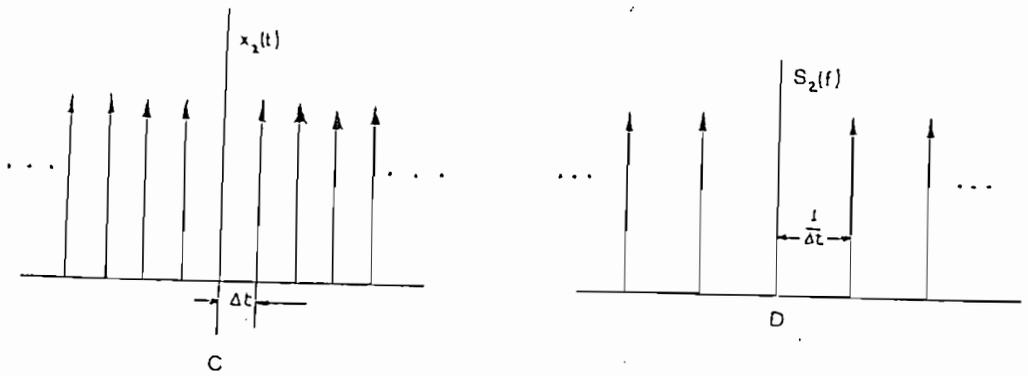
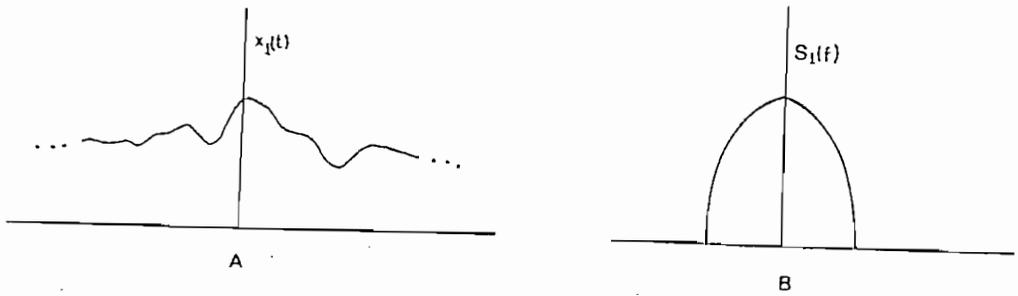
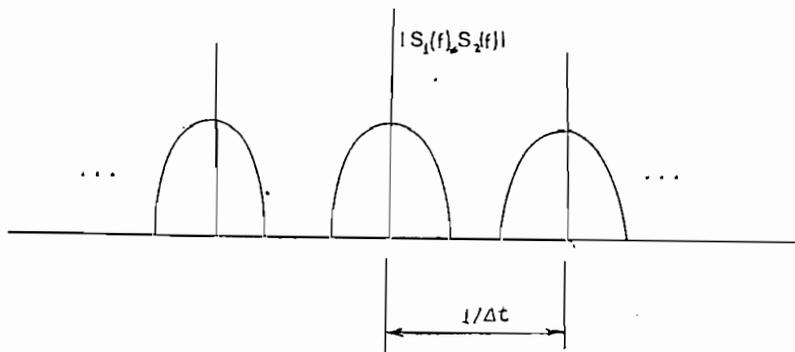


FIG. C.2. Transformada de Fourier de las funciones de tiempo mostradas.



formada discreta de Fourier, Convolución y correlación (ambas - técnicas matemáticas extremadamente útiles en el análisis de series de tiempo) son usualmente computadas digitalmente para formar la envolvente del producto. Usando técnicas convencionales este cálculo requiere un tiempo considerable de cómputo, en cambio utilizando la transformada rápida de Fourier uno puede reducir el tiempo de cómputo como sigue: primero usando la transformada rápida de Fourier $x_1(t)$ y $x_2(t)$ pasamos al dominio de la frecuencia dando $S_1(f)$ y $S_2(f)$; los términos $S_1(f)$ y $S_2(f)$ son entonces multiplicados y la resultante es la transformada inversa de Fourier por uso de la transformada rápida de Fourier.

DERIVADAS DE FOURIER¹⁹

Si f es continua a trozos, $\int_{-\infty}^{\infty} |f|$ y $\int_{-\infty}^{\infty} t f(t) dt$ convergen, entonces f tiene una derivada continua:

$$f'(\omega) = -\frac{j}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} t f(t) e^{-j\omega t} dt \quad \text{----- (C.13)}$$

Si f es continua y derivable a trozos $\int_{-\infty}^{\infty} |f|$ y $\int_{-\infty}^{\infty} |f'|$ convergen, entonces la transformada de f' es:

$$f'(t) = j\omega f(\omega) \quad \text{----- (C.14)}$$

Cabe realzar las áreas en las cuales la transformada rápida de Fourier encuentra éxito: aplicaciones en señales digitales, reconocimiento de imágenes, filtros espaciales, análisis digital del tiempo real hablado, estimación de espectros de potencia y simulación de sistemas.

En efecto la transformada rápida de Fourier ha abierto nuevos caminos de investigación científica nunca antes considerados - prácticos por el exorbitante tiempo de cómputo; en esencia este análisis en el dominio de la frecuencia ha abierto nuevas perspectivas de investigación científica, técnicas consideradas en otros tiempos ineficientes.

$$\left. \begin{aligned}
 S(f_n) &= \Delta t \sum_{k=0}^{N-1} x(t_k) e^{-j2\pi f_n t_k} & n = 0, \pm 1, \dots, \pm \frac{N}{2} \\
 x(t_k) &= \Delta f \sum_{n=-N/2}^{N/2} S(f_n) e^{j2\pi f_n t_k} & k = 0, 1, \dots, N-1
 \end{aligned} \right\} \text{----- (C.10)}$$

Si hacemos $t_k = k \Delta t$ y $f_n = n \Delta f$ y notamos que $t = T/N$ y $f = 1/T$ las ecuaciones (C.10) se convierten en:

$$\left. \begin{aligned}
 S(n) &= \Delta t \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j2\pi (nk)/N} & n = 0, 1, \dots, N-1 \\
 x(t_k) &= \Delta f \sum_{n=0}^{N-1} S(n) e^{j2\pi (nk)/N} & k = 0, 1, \dots, N-1
 \end{aligned} \right\} \text{----- (C.11)}$$

donde n toma los valores $0, 1, \dots, N-1$ o más bien $0, \pm 1, \dots, -\pm N/2$. Esta sustitución se hace para simplificar el proceso de computación y no altera en nada la expresión (C.11). El término $n = N/2$ corresponde a la frecuencia fundamental.

Para propósitos de computación la ecuación (C.11) puede ser más fácilmente representada en forma de matriz como:

$$[S(n)] = [W^{nk}] [X_0(k)] \text{----- (C.12)}$$

donde,

$[S(n)]$ y $[X_0(k)]$ son matrices columna de orden $N \times 1$ y $[W^{nk}]$ es una matriz $N \times N$ con $W = e^{-j2\pi/N}$

Resumiendo el valor de la transformada rápida de Fourier está en la reducción del tiempo de computo en la evaluación de la trans

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA
DEPARTAMENTO DE POTENCIA

A P E N D I C E " B "

MANUAL DE USO DEL PROGRAMA: CALCULO MATRICIAL DE PARAMETROS ELECTRICOS EN LINEAS DE TRANSMISION

I.- ALGORITMO UTILIZADO

La matriz de impedancia serie consta de las impedancias propias y mutuas entre conductores; y, está dada por la siguiente ecuación:

$$Z_{nm} = Z_c + \frac{\alpha^2}{2\pi} \ln\left(\frac{D_{ij}}{d_{ij}}\right) + \frac{\alpha^2}{\pi} \int_0^\infty \frac{\mu \cos\{r(\gamma_n - \gamma_m)\} \exp\{-r(\gamma_n + \gamma_m)\}}{\mu r + (\gamma^2 + \beta^2)^{1/2}} dr$$

----- [B.1] -----

$$Z_c = \frac{2.25 \rho_m}{\pi r (2+n)} \text{ ----- [B.2]}$$

La matriz de admitancia shunt es función únicamente de la geometría de los conductores respecto al plano de tierra; y, está dada por la siguiente ecuación:

$$Y = j 2\pi \epsilon_0 B A^{-1} \text{ ----- [B.3]}$$

II.- DESCRIPCION DEL PROGRAMA

El algoritmo de solución consta de un programa principal y doce subrutinas complementarias, el proceso de operación es el siguiente:

- 1.- La subrutina LECTUR lee todos los datos de la línea. Se debe tener especial cuidado en el orden de entrada de los datos; los cuales serán de acuerdo al orden de numeración de los conductores primero se enumerará los conductores de fase y luego los de tierra si los hay, para doble circuitos simétricos el orden es muy importante ya que en los cálculos se

aprovecha la simetría de los circuitos, siendo estos más rápidos y más sencillos.

), Si no se desea poner ningún nombre de identificación de la línea cuyos parámetros van a ser calculados, es indispensable colocar una tarjeta blanca como primer dato, su omisión es causa de que aparezca un mensaje de error de datos y consecuentemente causa la suspensión del programa.

Puesto que los parámetros de la línea también dependen de la localización física de los conductores, se define un sistema de coordenadas cartesianas, con la tierra plana como eje horizontal X y el eje de simetría de la torre como eje vertical Y .

- 2.- La subrutina CORFA y RMG1 se usan sólo cuando se tienen haces de conductores, para calcular la nueva posición de los haces y el radio medio geométrico respectivamente.
- 3.- Una vez que se tiene las nuevas coordenadas de los conductores, la subrutina SAG corrige estas coordenadas para tomar en cuenta el efecto de la flecha.
- 4.- En base a las coordenadas, la subrutina DISGEO calcula las matrices ZPM y BAUMEN, la primera escribe inmediatamente y la segunda queda almacenada para ser utilizada en el cálculo de la matriz YSHUNT.
- 5.- Luego el programa principal se calcula ZINT, sin utilizar ninguna subrutina dada la simplicidad de su cálculo.
- 6.- Según el valor del indicador INDTIE (1 ó 0) se llama o no a la subrutina INTEGR, la cual calcula la matriz ZTOTIN.
- 7.- Seguidamente la subrutina SUMA forma la matriz ZSUMA sumando ZPM, ZINT y ZTOTIN.

- 8.- En caso de que la línea tenga conductores de tierra (C.G), la subrutina PARTIR elimina estos conductores, llama a la subrutina INVER para invertir una submatriz compleja requerida en el proceso de eliminación, caso contrario se continúa con PARTIR, hasta formar la matriz ZSERIE.

- 9.- Según el valor del indicador INDIR (1 ó 0) se llama o no a la subrutina TRANS la cual toma en cuenta el efecto de las transposiciones la matriz así formada se llama ZTR.

- 10.- La subrutina REDUC se utiliza para reducir dobles circuitos 3 ϕ asimétricos a circuitos simples. 3 ϕ . De acuerdo al valor del indicador INDSIM (1 ó 0) se continúa con el programa principal o se llama REDUC, formándose de esta manera la matriz equivalente ZREDUC.

- 11.- En seguida la subrutina SEC012 pasa las impedancias de fase (a,b,c) a impedancias de secuencia (0,1,2) y forma la matriz ZSECUE.

- 12.- Acontinuación se pasa a calcular la matriz YSHUNT, para lo cual se invierte la matriz BAUMEN utilizando la subrutina INVER la matriz invertida se llama BINV, seguidamente usando BINV se calcula BA, YSHUNT, y, se repite los puntos 9, 10, - 11 en forma idéntica que con las impedancias.

Finalmente se pasa a leer nuevos bloques de datos si los hay, caso contrario el programa ha terminado.

DIAGRAMA DE FLUJO

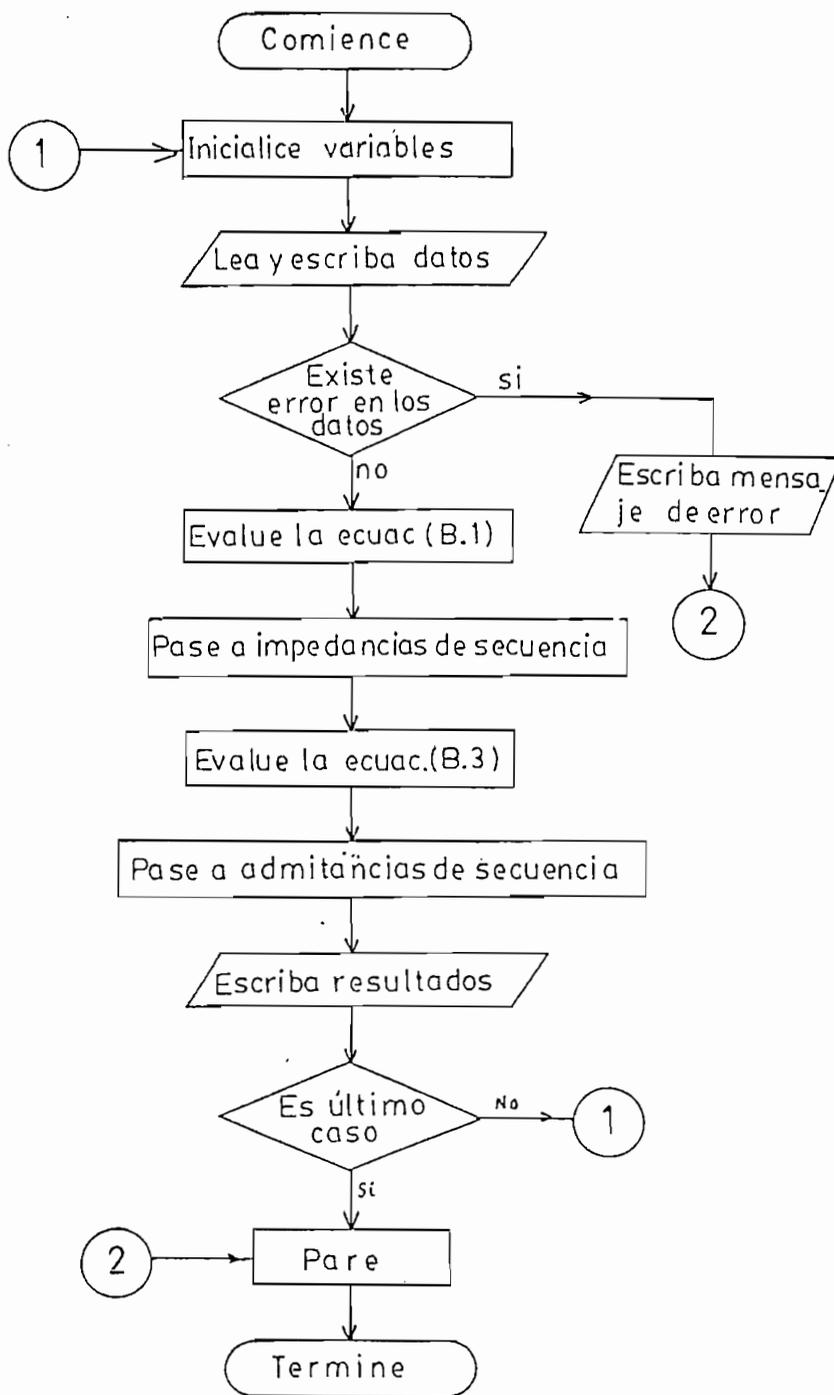


FIG. B.1

III.- NOMENCLATURA

1.- VARIABLES DE ENTRADA

<u>SIMBOLOS:</u>	<u>DESCRIPCION:</u>
TIT	Título de la línea de la cual se va a calcular los parámetros.
F	Frecuencia (Hz)
RTIVT	Resistividad de la tierra (Ohm-m)
N	Número total de conductores de fase
M	Número total de cables de guardia (CG)
NCPF	Número de conductores por fase
X,Y	Coordenadas de los conductores (m)
* XCG, YCG	Coordenadas de los cables de guardia (m)
RCON	Radio de los conductores (cm)
* RCG	Radio de los cables de guardia (cm)
RMGC	Radio medio geométrico de un conductor (cm)
*RMGCG	Radio medio geométrico de un cable de guardia (cm)
NHEC	Número de hilos exteriores de un conductor (# de hilos de la última capa)
*NHECG	Número de hilos exteriores de un cable de guardia.
RHCON	Radio de un hilo exterior de un conductor (cm)
*RHCG	Radio de un hilo exterior del cable de guardia (cm)
MIUCON	Permeabilidad del material del conductor (Henrios /m).
*MIUCG	Permeabilidad del material del CG (henrios/m)
RTIVC	Resistividad del material del conductor (ohmios - m).
*RTIVCG	Resistividad del material del CG (ohmios - m)
NUMCIR	Número de circuitos trifásicos.
NUMFAS	Número de fases.

VI.- RESTRICCIONES

El programa tiene las siguientes restricciones:

- El programa está diseñado sólo para circuitos de corriente alterna monofásicos, bifásicos o trifásicos.
- El programa opera hasta con dobles circuitos trifásicos con haces de conductores de hasta cuatro conductores por fase - y hasta con cuatro cables de guardia.
- El programa opera sólo con conductores cableados.

NOTA 5.- En los datos de entrada, luego de INDTIE irá INDZ, indicador para tomar o no en cuenta la impedancia interna de los conductores.

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE ING. ELÉCTRICA

DEPARTAMENTO DE POTENCIA

PROGRAMADO POR Wilson R. Chiluiza C.

PÁGINA 107 DE

FECHA

HOJA DE CODIFICACION ..

PROGRAMA

VERIFICADO POR

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80																																																																																																																																																																								
TIT (20 A 4) 1 TARJETA PARA ESCRIBIR EL TITULO DE LA LINEA																															DATOS																																																																																																																																																																																																																								
F (F10.5)																																																																																																																																																																																																																																																							
RTIWT (F10.5)																																																																																																																																																																																																																																																							
N(IIS)																																																																																																																																																																																																																																																							
M(IIS)																																																																																																																																																																																																																																																							
NCPPE (IS)																																																																																																																																																																																																																																																							
TODOS LOS DATOS DE COORDENADAS ESTAN EN FORMATO (F10.5)																																																																																																																																																																																																																																																							
COORDENADAS DE LOS CONDUCTORES :																																																																																																																																																																																																																																																							
X1																															Y1																															X2																															Y2																															X3																															Y3																															X4																															Y4																														
X5																															Y5																															X6																															Y6																															X7																															Y7																															X8																															Y8																														
X9																															Y9																															X10																															Y10																															X11																															Y11																															X12																															Y12																														
X13																															Y13																															X14																															Y14																															X15																															Y15																															X16																															Y16																														
X17																															Y17																															X18																															Y18																															X19																															Y19																															X20																															Y20																														
X21																															Y21																															X22																															Y22																															X23																															Y23																															X24																															Y24																														
X25																															Y25																															X26																															Y26																															X27																															Y27																															X28																															Y28																														
X29																															Y29																															X30																															Y30																															X31																															Y31																															X32																															Y32																														
X33																															Y33																															X34																															Y34																															X35																															Y35																															X36																															Y36																														
X37																															Y37																															X38																															Y38																															X39																															Y39																															X40																															Y40																														
X41																															Y41																															X42																															Y42																															X43																															Y43																															X44																															Y44																														
X45																															Y45																															X46																															Y46																															X47																															Y47																															X48																															Y48																														
X49																															Y49																															X50																															Y50																															X51																															Y51																															X52																															Y52																														
X53																															Y53																															X54																															Y54																															X55																															Y55																															X56																															Y56																														
X57																															Y57																															X58																															Y58																															X59																															Y59																															X60																															Y60																														
X61																															Y61																															X62																															Y62																															X63																															Y63																															X64																															Y64																														
X65																															Y65																															X66																															Y66																															X67																															Y67																															X68																															Y68																														
X69																															Y69																															X70																															Y70																															X71																															Y71																															X72																															Y72																														
X73																															Y73																															X74																															Y74																															X75																															Y75																															X76																															Y76																														
X77																															Y77																															X78																															Y78																															X79																															Y79																															X80																															Y80																														

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE

DEPARTAMENTO DE

MANTENIMIENTO POR

VERIFICADO POR

UC

PAGINA 100

FECHA

FECHA DE ENTREGA

PROGRAMA

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80
										RHC (H.10.5)																																																																					
										MIUCON (G.15.6)																																																																					
										MIUCG (G.15.6)																																																																					
										RTIUC (G.15.6)																																																																					
										RTIUCG (G.15.6)																																																																					
										NUMCIR (S)																																																																					
										NUMFAS (IS)																																																																					
										FLEC (F.10.5)																																																																					
										FLECG (F.10.5)																																																																					
										INDIE (IS)																																																																					
										INDZ (IS)																																																																					

REFERENCIAS

- 1.- BATTISSON, M. J, DAY SILVIA. J., MULLINEUX N, PARTON, K. C, and REED, J. R: "Some effects of the frequency dependence - of transmission line parameters", Proc. IEE, Vol 116, N.-7, July 1.969, pp. 1209 - 1.216.
- 2.- WEDEPHOL, L.M., and WASLEY,R.G.: "Wave propagation in multi-conductor overhead lines", PROC IEE, Vol. 113, N.- 4, 1.966, pp. 627- 632.
3. GALLOWAY,R.H., SHORROCKS, W.B., and WEDEPHOL, L.M.: "Calculation of electrical parameters for short and long poliphase - transmission lines", PROC. IEE, Vol. 111, N.- 12, december - 1.964, pp. 2.051- 2.059
- 4.- ENRIQUEZ HARPER GILBERTO: "Lineas de transmisión y redes de - distribución de potencia eléctrica", Edit. Limusa, México - 1.978, Vol. I y Vol II
- 5.- "Electrical Transmission and Distribution Reference Book", - Copyright 1.950 by Westinghouse Electric Corporation EAST - PITTSBURG, PA
6. STEVENSON, JR. WILLIAM D: "Análisis de sistemas eléctricos de potencia". McGraw-Hill 1.965, México.
- 7.- "EHV Transmission line Reference Book". Edison electric Insti tute 1.968
- 8.- ENRIQUEZ HARPER GILBERTO: "Técnica de las altas tensiones" - Vol. I, Limusa - México 1.974
9. KNOWLTON, ARCHER: "Manual standard del ingeniero electricista" Tomos I , II, McGraw-Hill 1.953

10. STAGG and EL-ABBIAD: "Computer methods in power system analysis". McGraw Hill Kogakusha, Ltda. 1.968
11. SANTILLAN JORGE: "Programa para el cálculo digital de los parámetros de líneas de transmisión de energía eléctrica". Tesis de Grado. Escuela Politécnica Nacional, Quito-Ecuador 1.974
12. SANHUEZA HERNAN: "Análisis de sistemas eléctricos de potencia". Escuela Politécnica Nacional. Departamento de Potencia, Quito 1.974
13. CAÑAR ZAMORA, HUMBERTO WASHINGTON: "Análisis del desbalanceamiento electromagnético en líneas aéreas". Tesis de Grado, Escuela Politécnica Nacional, Quito-Ecuador 1.979
14. FREIRE JAIME: "Experimentación en suelos para el diseño de mallas de tierra". Tesis de Grado, Escuela Politécnica Nacional, Quito-Ecuador 1.978
15. MEDEARIS, KENNETH: "Numerical computers methods for engineers and physical scientists". Copiright 1.974 U.S.A
16. SCHICK WILLIAM/MERZ CHARLES J. Jr: "Fortran para ingeniería" McGraw-Hill, de Mexico 1.974
17. BRIGHAM, E.O, MORROW, R.E: "The fast Fourier transform" IEEE - Spectrum, December 1.967, pp. 63-70
18. HWEI P. HSU: "Análisis de Fourier". Fondo educativo interamericano S.A, New York N.Y. USA, 1.973
19. SEELEY, T. ROBERT: "Introducción a las series e integrales de Fourier". Edit. REBERTE, S.A. Barcelona-España 1.970
20. HESSE M.H.: "Electromagnetic and electrostatic transmission line by digital computer". IEEE Transaction on Power Apparatus

and Systems, Juny 1.963, Vol 82, pp. 282-291