

ESCUELA POLITECNICA NACIONAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

"ANALISIS Y EXPERIMENTACION CON CUADRIPOLOS ESPECIALES"

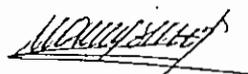
por
AMILCAR E. GUERRA CORDOVA

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO ELECT-
TRICO EN LA ESPECIALIZACION DE POTENCIA EN LA ESCUELA PO-
LITECNICA NACIONAL

Quito, Marzo de 1983



Certifico que la presente tesis ha sido elaborada por el señor AMILCAR E. GUERRA CORDOVA.



Ing. Walter Brito
DIRECTOR DE TESIS

DEDICATORIA

A mis Padres

a mis Hermanos

AGRADECIMIENTO

Mi reconocimiento al Ing. Walter Brito por su valiosa dirección; al Ing. Douglas Moya, Ing. Miguel Hinojosa, y a todos los profesores del área de Circuitos Eléctricos que de una u otra manera colaboraron en mi formación profesional.

I N D I C E

	Pág.
CAPITULO I	
1.1	Introducción 1
1.2	Objetivo y alcance 2
CAPITULO II	
GENERALIDADES	
2.1	Cuadripolos 5
2.2	Interconexión de cuadripolos 11
2.3	Cuadripolos especiales 15
2.3.a	Convertidor de impedancia negativa (N.I.C) 15
2.3.b	Inversor de impedancia negativa (N.I.I) 23
2.3.c	Inversor de impedancia positiva o Gira- dor (P.I.I) 24
2.3.d	Transformador ideal 31
CAPITULO III	
REALIZACION DE CUADRIPOLOS ESPECIALES	
3.1	Introducción 36
3.2	Amplificador operacional 37
3.2.1	Definición 37
3.2.2	Amplificador operacional con realimenta- ción 38
3.2.3	Aplicaciones del Amplificador Operacio- nal 40

3.3	Fuentes controladas	44
3.3.1	Definición	44
3.3.1.a	Fuente de tensión proporcional a una tensión	45
3.3.1.b	Fuente de tensión controlada por corriente	48
3.3.1.c	Fuente de corriente controlada por tensión	51
3.3.1.d	Fuente de corriente controlada por corriente	54
3.3.2	Aplicación de las fuentes controladas ..	58
3.4	Convertidor de impedancia negativa (N.I.C.)	59
3.4.1	Definición	59
3.4.1.a	Convertidor de impedancia negativa en tensión (V.N.I.C.)	61
3.4.1.b	Convertidor de impedancia negativa en corriente (I.N.I.C)	64
3.4.2	Estabilidad de las redes con N.I.C.s ..	67
3.4.3	Aplicaciones del N.I.C.	69
3.5	Inversor de impedancia negativa (N.I.I)	72
3.5.1	Definición	72
3.5.1.a	Dos fuentes controladas corriente - tensión conectadas en paralelo-paralelo...	73
3.5.1.b	N.I.I con convertidores de impedancia negativa	75
3.5.2	Aplicación del inversor de impedancia negativa	77

3.6	Inversor de impedancia positiva o Girador (P.I.I)	78
3.6.1	Girador ideal	78
3.6.2	Girador perfecto	81
3.6.3	Girador imperfecto o real	83
3.6.4	Girador generalizado	85
3.6.5	Realización del girador	85
3.6.5.a	Girador por conexión paralelo-paralelo de fuentes controladas corriente-tensión	86
3.6.5.b	Girador por conexión serie-serie de fuentes controladas tensión-corriente	87
3.6.5.c	Girador con fuente de corriente y N.I.C.	91
3.6.5.d	Girador con un N.I.C. y un inversor de impedancia negativa	97
3.6.5.e	Girador con dos N.I.C.s	98
3.6	Aplicaciones del girador	101
3.6.1	Transformación de tensión y de corriente	101
3.6.2	Transformación de impedancias	102
3.7	Transformador ideal	109
3.7.1	Definición	109
3.7.2	Realización	109
3.7.2.a	Transformador ideal de 3 terminales, formado por resistencias positivas, negativas y reactancias	109
3.7.2.b	Transformador ideal de 4 terminales, for	

	mado por resistencias positivas, negati vas y reactancias	113
3.7.2.c	Transformador ideal formado por girado- res, fuentes controladas, VNIC e INIC.	115
3.7.3	Aplicaciones del girador	120

CAPITULO IV

EXPERIMENTACION Y RESULTADOS

4.1	Fuentes controladas	123
4.1.a	Diseño	123
4.1.b	Resultados obtenidos	125
4.1.c	Análisis de resultados	127
4.2	Convertidor de impedancia negativa	128
4.2.a	Diseño	128
4.2.b	Resultados obtenidos	129
4.2.c	Análisis de resultados	135
4.3	Inversor de impedancia positiva o gira dor	138
4.3.a	Diseño	138
4.3.b	Resultados obtenidos	140
4.3.c	Análisis de resultados	147
4.4	Transformador ideal	153
4.4.a	Diseño	153
4.4.b	Resultados obtenidos	155
4.4.c	Análisis de resultados	168

CAPITULO V

Pág.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 Conclusiones 174

5.2 Recomendaciones 175

BIBLIOGRAFIA

CAPITULO I

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

C A P I T U L O I

INTRODUCCION

En el transcurso de los últimos años, el campo de la Ingeniería Eléctrica se ha visto influido por un gran avance tecnológico; de tal manera que el estudio teórico y práctico de circuitos eléctricos, por ser la base fundamental para comprender los problemas que posteriormente se presentan en las diferentes especialidades, se ve en la necesidad de realizar investigaciones adicionales que permitan ampliar los conocimientos generales.

Dentro de los estudios realizados en nuestro medio, se ha analizado el comportamiento de redes pasivas, es decir se conocen las características que definen a cada red, pero en el campo de redes activas se analizan solamente los principios básicos de algunos de ellos.

Estos antecedentes, han motivado la ejecución del presente trabajo, el cual persigue un análisis teórico, de manera que se tenga una idea clara de las características propias de funcionamiento de los cuadripolos activos, para luego construir algunos de ellos (fuentes controladas, convertidor de impedancia negativa, girador, transformador ideal) previo a estudiarlos experimentalmente.

Los circuitos activos, empleados generalmente en la elec-

trónica (filtros activos), consisten de cuadripolos ideales que poseen propiedades muy particulares, tales como la modificación de una impedancia y cambiar de signo o mantenerlo en dicho elemento.

En la práctica se tienen realizaciones que comprenden resistencias positivas, capacitores, inductores y circuitos integrados que se aproximan suficientemente a las propiedades de los circuitos activos ideales, de tal manera que pueden identificarse con ellos.

ALCANCE Y OBJETIVO

El presente trabajo tiene como objetivo, en primer lugar el analizar el comportamiento de los siguientes cuadripolos especiales:

- Fuentes controladas,
- Convertidor de impedancia negativa (N.I.C),
- Inversor de impedancia negativa (N.I.I),
- Inversor de impedancia positiva o girador (P.I.I)
- Transformador ideal

Este análisis se basa en las características ideales que presentan cada uno de estos dispositivos, es decir se definen las ecuaciones y matrices que deben cumplir; para lo cual es necesario realizar un estudio previo en forma general de las diferentes matrices que definen a un cua-

dripolo, adicionalmente se presentan algunas interconexiones entre cuadripolos, que son necesarios para el desarrollo de los siguientes capítulos.

En segundo lugar, se presentarán algunas posibilidades de realización de dichas redes, utilizando básicamente amplificadores operacionales y resistencias positivas; de tal manera que con ciertos arreglos circuitales de estos elementos, se logre obtener las condiciones necesarias para su comportamiento como tales.

Debe aclararse que al amplificador operacional se lo analizará como un cuadripolo, y no como un circuito integrado al cual es necesario estudiarlo internamente; es decir se tomarán las ecuaciones que relacionan variables de entrada y salida que definan a este elemento, con las respectivas características ideales.

Además de las diferentes posibilidades de realización de estos dispositivos, se presentarán para cada uno, los respectivos campos de aplicación; y así obtener una información completa de como funcionan y para que sirven los cuadripolos que son objeto de este estudio.

En tercer lugar se puede anotar, que luego de haber analizado la parte teórica, y obtener las diferentes alternativas de realización, se procederá a obtener experimentalmente las características de algunos de ellos.

Es de aquí de donde se obtendrán, los límites entre los cuales mantienen las condiciones cada uno de estos dispositivos; en consecuencia, luego de haber experimentado con estas redes, se definirá el diseño más adecuado para el cual se logren obtener resultados que cumplan con las características enunciadas en la parte teórica.

Debido a que cada circuito es diferente en su forma estructural y funcional, el grado de respuesta de cada uno de ellos dependerá estrictamente de sus elementos que lo componen.

Como un complemento al estudio teórico y práctico de estos dispositivos se presentará un capítulo que contenga las conclusiones que pueden obtenerse, para luego anotar algunas recomendaciones que pueden servir como estudios futuros.

CAPITULO II

G E N E R A L I D A D E S

C A P I T U L O I I

GENERALIDADES

2.1. CUADRIPOLOS.-

El presente tema tiene por objeto estudiar en forma general, las diferentes matrices que caracteriza a una red de dos pares de terminales; y de la misma manera los diferentes tipos de interconexión, entre cuadripolos que son necesarios para el desarrollo normal de los siguientes capítulos.

La Fig. 2.1. muestra a una red de dos pares de terminales, en la cual se identifican cuatro variables, dos de voltaje y dos de corriente.

La caja que simboliza a la red tiene por objeto, indicar - que otros voltajes y otras corrientes, o bién no se pueden utilizar para efectuar mediciones, o no son importantes para un problema en particular.

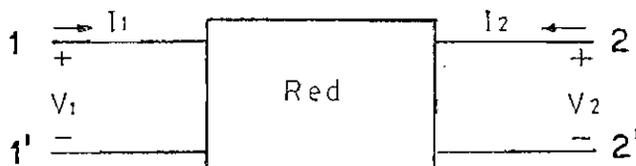


Fig. 2.1. Red de dos pares de terminales.

V_1, I_1 variables de entrada (terminales 1 y 1')

V_2, I_2 variables de salida (terminales 2 y 2')

Las características de estas redes, son especificadas por matrices, las cuales son las siguientes:

2.1.a. Matriz de impedancia de circuito abierto [Z]

De la red de la Fig. 2.1., se define a la matriz Z de la siguiente manera:

$$[Z] = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

donde:

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{Impedancia de entrada cuando la salida está abierta.}$$

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{Impedancia de transferencia cuando los terminales de entrada están abiertos.}$$

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{Impedancia de transferencia con los terminales de salida abiertos.}$$

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{Impedancia de salida cuando los terminales de entrada están abiertos.}$$

La relación entre variables de entrada y salida en forma de ecuación es:

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \quad (2.2)$$

$$V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \quad (2.3)$$

2.1.b. Matriz de admitancia de cortocircuito.- [Y]

Según el cuadripolo de la Fig. 2.1. la matriz Y se define así:

$$[Y] = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

donde:

$$Y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad \text{Admitancia de entrada cuando la salida está cortocircuitada.}$$

$$Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad \text{Admitancia de transferencia cuando la entrada está cortocircuitada.}$$

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad \text{Admitancia de transferencia cuando la salida está cortocircuitada.}$$

$$Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad \text{Admitancia de salida cuando la entrada está cortocircuitada.}$$

De acuerdo a lo anterior, la relación entre V_1, I_1 y V_2, I_2

en forma de ecuación es:

$$I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \quad (2.5)$$

$$I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \quad (2.6)$$

2.1.c. Matriz de transmisión.- [a]

De la misma manera, y de la Fig. 2.1. se define a la matriz de transmisión como sigue:

$$[a] = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

donde,

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad \text{Relación de potenciales cuando la salida está abierta.}$$

$$-B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad \text{Inversa de la admitancia de transferencia cuando los terminales de salida están cortocircuitados.}$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad \text{Inversa de impedancia de transferencia cuando los terminales de salida están abiertos.}$$

$$-D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad \text{Relación de corriente cuando la salida está cortocircuitada.}$$

Además
$$AD - BC = \frac{Z_{12}}{Z_{21}} \quad (2.8)$$

Para cuadripolos recíprocos $Z_{12} = Z_{21}$, o sea:

$$AD - BC = 1$$

En forma de ecuación, los parámetros de transmisión están relacionados de la siguiente forma:

$$V_1 = AV_2 - BI_2 \quad (2.9)$$

$$I_1 = CV_2 - DI_2 \quad (2.10)$$

2.1.d. Matriz de transmisión inversa [b]

Puesto que esta matriz es la inversa de la matriz de transmisión, queda definida de la siguiente forma:

$$[b] = \begin{pmatrix} D & B \\ C & A \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

La relación entre variables de entrada y salida es:

$$V_2 = D V_1 - B I_1 \quad (2.12)$$

$$I_2 = C V_1 - A I_1 \quad (2.13)$$

Además debe cumplirse que:

$$[a] \cdot [b] = [u]$$

2.1.e. Matriz Híbrida [h]

La matriz híbrida está definida de la red de la Fig. 2.1., de la siguiente manera:

$$[h] = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

donde,

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad \text{Impedancia de entrada con la salida cortocircuitada.}$$

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{Relación de potenciales cuando la entrada está abierta.}$$

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad \text{Relación de corrientes cuando la salida está cortocircuitada.}$$

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{Admitancia entre los terminales de salida cuando la entrada está abierta.}$$

En forma de ecuación se tiene:

$$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2 \quad (2.15)$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2 \quad (2.16)$$

2.1.f. Matriz híbrida inversa [g]

La inversa de la matriz híbrida se define:

$$[g] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

donde,

$$g_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{Admitancia de entrada con los terminales de salida abiertos.}$$

$$g_{12} = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_1=0} \quad \text{Relaci3n de corrientes cuando la entrada est1 cortocircuitada.}$$

$$g_{21} = \left. \frac{V_2}{V_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{Relaci3n de voltajes cuando la salida est1 abierta.}$$

$$g_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{V_1=0} \quad \text{Impedancia entre los terminales de salida cuando la entrada est1 cortocircuitada.}$$

Las relaciones entre variables de entrada y salida son:

$$I_1 = g_{11} V_1 + g_{12} I_2 \quad (2.18)$$

$$V_2 = g_{21} V_1 + g_{22} I_2 \quad (2.19)$$

2.2. INTERCONEXI3N DE CUADRIPOLOS.-

2.2.a. Conexi3n serie - serie

La Fig. 2.2. muestra la conexi3n serie-serie de dos cuadripolos.

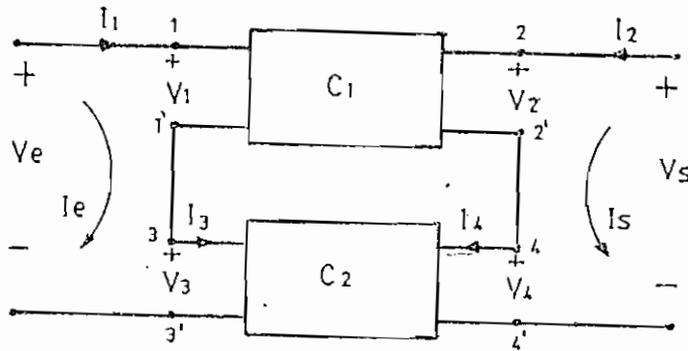


Fig. 2.2. Conexión serie - serie.

Esta relación obedece a la siguiente relación matricial:

$$\begin{bmatrix} V_e \\ V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z^1 + Z^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_e \\ I_s \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

donde,

$$V_e = V_1 + V_3$$

$$V_s = V_2 + V_4$$

$$I_e = I_1 = I_3$$

$$I_s = I_2 = I_4$$

Z^1 , es la matriz de impedancia del primer cuadripolo.

Z^2 , es la matriz de impedancia del segundo cuadripolo.

Para que los cuadripolos funcionen independientemente; o sea, cumplan con las ecuaciones definidas, es necesario que el voltaje entre los terminales 2' y 4 sea igual a cero,

cuando estos terminales están abiertos y se excita por los otros dos pares de terminales 1, 3' y viceversa.

En caso de no cumplirse lo mencionado, se procederá a colocar un transformador de relación 1:1, entre los terminales 4,4' con lo cual se logra obtener las condiciones deseadas.

2.2.b. Conexión Paralelo - Paralelo

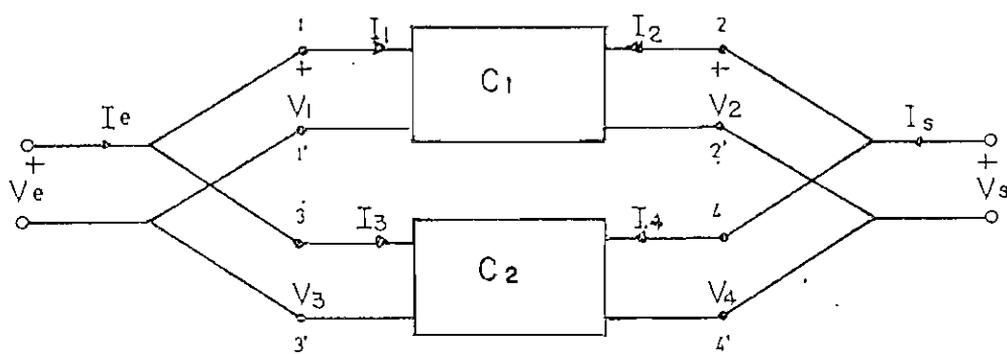


Fig. 2.3. Conexión Paralelo-Paralelo

Para la Fig. 2.3. debe cumplirse que:

$$\begin{bmatrix} I_e \\ I_s \end{bmatrix} = \left[\gamma^1 + \gamma^2 \right] \begin{bmatrix} V_e \\ V_s \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

donde,

$$I_e = I_1 + I_3$$

$$I_s = I_2 + I_4$$

$$V_e = V_1 = V_3$$

$$V_s = V_2 = V_4$$

Y^1 , es la matriz admitancia del cuadripolo C_1

Y^2 , es la matriz admitancia del cuadripolo C_2

De la misma manera que en la conexión en serie, para que los cuadripolos funcionen independientemente, es necesario que el voltaje entre los terminales 2' y 4 sea cero, cuando se cortocircuita los terminales 2,2' y 4,4', alimentando con una señal por los terminales 1,1' y viceversa.

Caso contrario, se instalará un transformador de relación 1:1 entre los terminales 4,4'.

2.2.c. Conexión en cascada.-

La conexión en cascada entre dos cuadripolos se muestra en la Fig. 2.4.

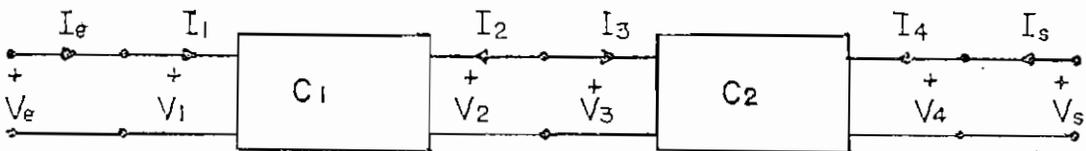


Fig. 2.4. Conexión en cascada

En forma matricial, la conexión en cascada se define de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} V_e \\ I_e \end{bmatrix} = [a^1][a^2] \begin{bmatrix} V_s \\ -I_s \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

donde,

a^1 , es la matriz de transmisión del cuadripolo C_1

a^2 , es la matriz de transmisión del cuadripolo C_2

Se cumple además que:

$$V_e = V_1$$

$$I_e = I_1$$

$$I_s = I_4$$

$$V_s = V_4$$

$$V_2 = V_3$$

$$I_2 = -I_3$$

Nota: En la tabla 2.1. se resume las equivalencias entre las diferentes matrices estudiadas.

2.3. CUADRIPOLOS ESPECIALES.-

2.3.a. Convertidor de Impedancia Negativa.

Por definición, la impedancia de entrada de un convertidor de impedancia negativa (N.I.C.), es proporcional a la negativa de la impedancia de carga; esto es:

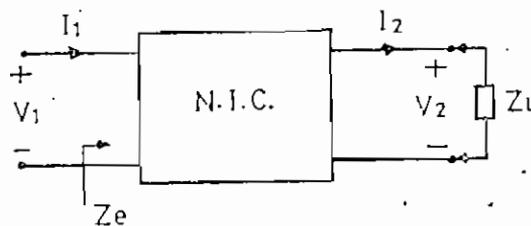


Fig. 2.5. Convertidor de impedancia negativa

$$Z_e = K_N Z_L \quad (2.23)$$

donde K_N es un número real negativo, llamado relación de conversión de impedancia.

La ecuación (2.23) satisface la siguiente matriz de transmisión llamada también matriz cadena.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{K_{ne}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{K_{ni}} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

la cual corresponde a:

$$V_1 = \frac{1}{K_{ne}} V_2 \quad (2.25)$$

$$I_1 = \frac{1}{K_{ni}} I_2 \quad (2.26)$$

donde K_{ne} es un número real positivo y K_{ni} un número real negativo; o alternativamente K_{ne} es un número real negativo y K_{ni} un número real positivo.

Para K_{ne} positivo y K_{ni} negativo; la relación voltaje - corriente es la siguiente:

V_1, V_2 están en fase,

I_1, I_2 están defasados 180°

Esto indica que se tiene un N.I.C. con inversión de corriente.

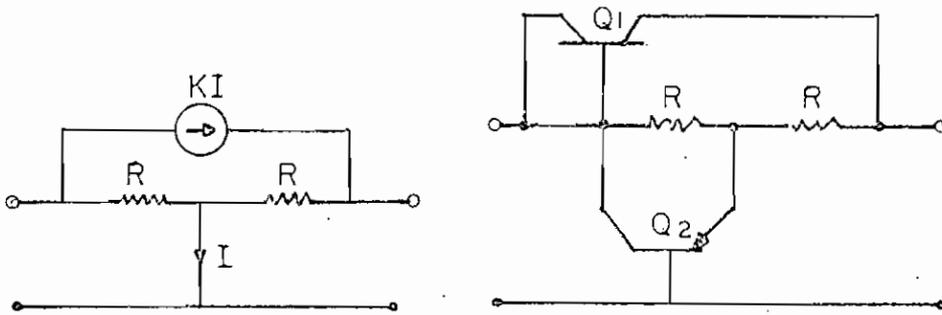
Para K_{ne} negativo y K_{ni} positivo, la relación voltaje - corriente es:

V_1, V_2 están defasados 180° ,

I_1, I_2 están en fase.

Por lo tanto se tiene un N.I.C. con inversión de voltaje.

En la Fig. 2.6.a. se muestra el modelo idealizado de un N.I.C. con inversión de voltaje, usando un amplificador de corriente de alta ganancia.



a) Circuito equivalente

b) montaje de a)

Fig. 2.6. N.I.C. con inversión de voltaje

La matriz h que caracteriza al circuito de la Fig. 2.5., se la puede obtener como sigue:

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0}$$

$$I_1 = KI + I$$

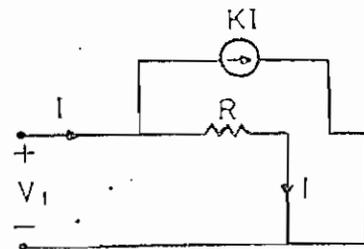
$$I_1 = I(K + 1)$$

$$I = \frac{I_1}{K + 1}$$

$$V_1 = I.R$$

\Rightarrow

$$h_{11} = \frac{R}{K+1} //$$



$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1 = 0}$$

$$I_0 = -KI - I = -I(K+1)$$

$$V_2 = -I_0 R$$

$$V_2 = IR(K+1)$$

$$V_1 = -KIR$$

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{-KIR}{IR(K+1)} = \frac{-K}{K+1}$$

$$h_{12} = \frac{-K}{K+1} //$$

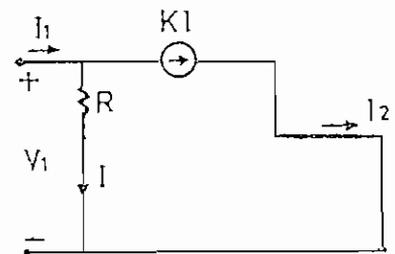
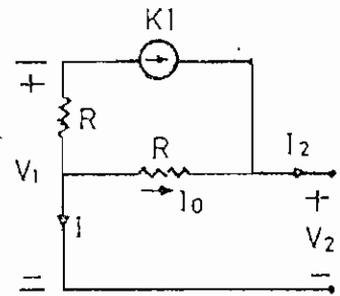
$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2 = 0}$$

$$I_1 = KI + I = I(K+1)$$

$$I_2 = KI$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{KI}{I(K+1)} = \frac{K}{K+1}$$

$$h_{21} = \frac{K}{K+1} //$$



$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0}$$

$$I_0 = -I - KI$$

$$I_0 = I_2 - KI$$

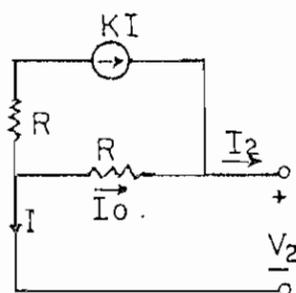
$$-I - KI = I_2 - KI$$

$$I = -I_2$$

$$V_2 = -I_0 R = IR(K + 1)$$

$$\frac{I_2}{V_2} = \frac{-I}{IR(K + 1)} = \frac{-1}{R(K + 1)}$$

$$h_{22} = -\frac{1}{R(K + 1)} \quad //$$

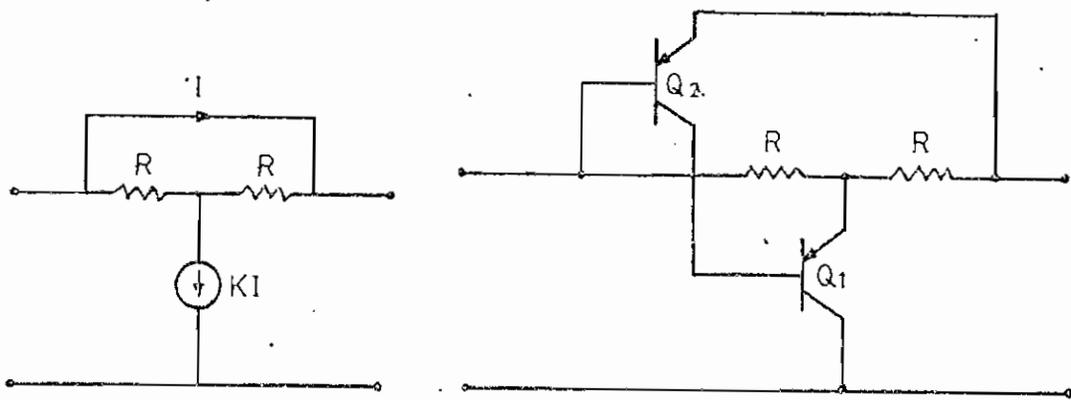


Por tanto la matriz h tiene la siguiente forma:

$$[h] = \begin{bmatrix} \frac{R}{1 + K} & -\frac{K}{1 + K} \\ \frac{K}{1 + K} & -\frac{1}{R(1 + K)} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Si K es grande, se aprovecha la matriz h para la construcción de un N.I.C. ideal. Este circuito se lo puede realizar, usando el montaje de la fig. 2.6.b, donde la baja resistencia h_{ib} en el emisor del transistor Q_2 permite un cortocircuito por el cual fluye la corriente I , y la h_{fe} (amplificación de corriente) del transistor Q_1 asegura el alto valor de K .

Un circuito dual al de la fig. 2.6, es el siguiente:



a) Circuito equivalente

b) montaje de a)

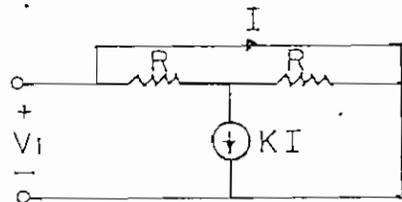
Fig. 2.7: N.I.C. con inversión de corriente

Dicho circuito representa a un N.I.C. ideal tipo inversión de corriente, cuya matriz h se puede obtener como en la forma anterior.

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0}$$

$$V_1 = 0$$

$$\frac{V_1}{I_1} = 0$$

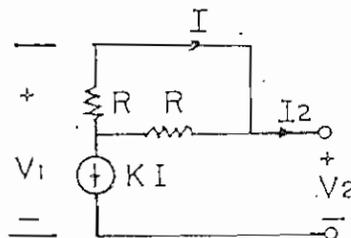


$$h_{11} = 0 \quad //$$

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0}$$

$$V_1 = V_2$$

$$h_{12} = 1 \quad //$$



$$h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{V_2=0}$$

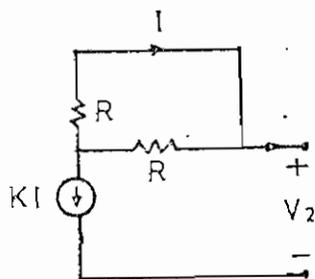
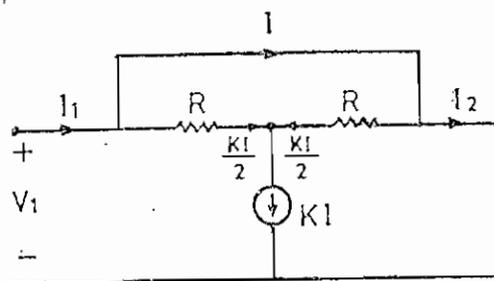
$$I_1 = I + \frac{KI}{2} = \frac{I(K+2)}{2}$$

$$I_2 = I - \frac{KI}{2}$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{K-2}{-K+2}$$

$$h_{21} = \frac{K-2}{-K+2} //$$

$$h_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{I_1=0}$$



El voltaje a través de una fuente de corriente es indefinido, la adición de un voltaje externo, hace que el voltaje a través de la fuente de corriente siga siendo indefinido. Por lo tanto el voltaje V_2 es indefinido, pero se sabe que la resistencia interna de una fuente de corriente ideal es muy grande, implicando de esta manera que el voltaje a través de la fuente de corriente sea también muy grande.

Por lo que $\frac{I_2}{V_2} \rightarrow 0$ y $h_{22} \rightarrow 0$

Con todos los parámetros obtenidos, la matriz h es la siguiente:

$$[h] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{K-2}{-K+2} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

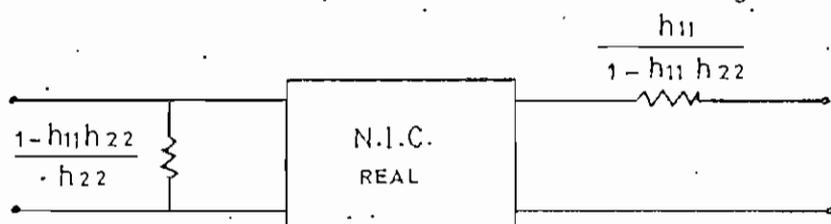
El montaje de la fig. 2.7, permite realizar el convertidor

de impedancia negativa con inversión de corriente, donde el cortocircuito superior se representa por la resistencia baja h_{ib} del emisor en el transistor Q_2 , y la alta ganancia transferida por la relación K , se representa por h_{fe} del transistor Q_1 .

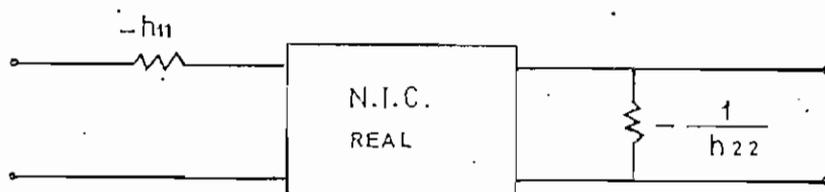
En la práctica en N.I.C. se lo puede realizar de las dos formas, sea tipo inversión de voltaje o tipo inversión de corriente; debido a que los parámetros h_{11} y h_{22} son pequeños, pero no de valor cero, causan alguna desviación al N.I.C. ideal. Estos parámetros parásitos h_{11} y h_{22} pueden ser los dos positivos o negativos.

- Suponiendo que los dos son positivos y que el producto de ganancia $h_{12} h_{21}$ es cercano a la unidad, se compensaría el efecto parásito por medio de resistencias conectadas a la entrada y salida del N.I.C. Fig. 2.8.a.

- Si por otro lado h_{11} y h_{22} son negativos, la compensación se lo hace de la forma indicada en la Fig. 2.8.b.



a) h_{11} y h_{22} positivos



b) h_{11} y h_{22} negativos

Fig. 2.8. Compensación de parámetros parásitos.

2.3.b. Invertidor de impedancia negativa (N.I.I.)

En el invertidor de impedancia negativa, la impedancia de entrada es proporcional al recíproco de la impedancia de carga, con una constante negativa de proporcionalidad.

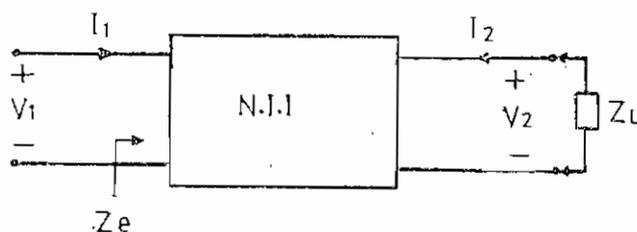


Fig. 2.9. Inversor de impedancia negativa.

$$Z_e = - \frac{Z_c^2}{Z_L} \quad (2.29)$$

donde Z_c es una constante real llamada impedancia de inversión.

Un invertidor de impedancia negativa, puede ser útil para obtener una impedancia negativa de valor deseado, mediante la inversión de una positiva. La matriz que caracteriza a este cuadripolo es la siguiente:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \mp Z_c \\ \pm \frac{1}{Z_c} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

La relación entre voltaje y corriente definida por la matriz (2.30) es:

$$I_2 = \frac{V_1}{Z_C} \quad (2.31)$$

$$I_1 = \frac{V_2}{Z_C} \quad (2.32)$$

El inversor de impedancia negativa es un cuadripolo simétrico, es decir que puede usarse de cualquier lado sin afectar su sistema. Puede construirse usando una estructura en T o en π , Fig. 2.10; en cada caso se puede obtener la resistencia negativa por un diodo tunel, un N.I.C., o cualquier otro elemento:

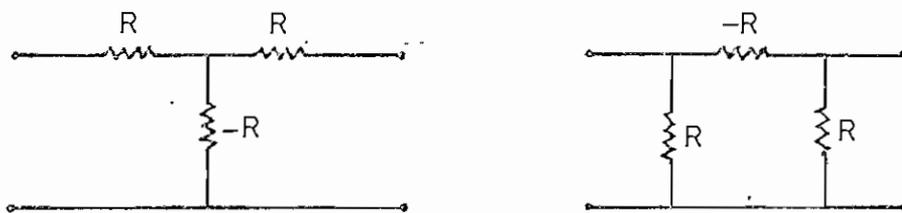


Fig. 2.10. Circuitos para la obtención de inversores de impedancia negativa.

2.3.c. Girador

Un girador ideal es una red de dos pares de terminales, la cual presenta una impedancia de entrada igual al recíproco de la impedancia de carga, multiplicado por una constante positiva de proporcionalidad.

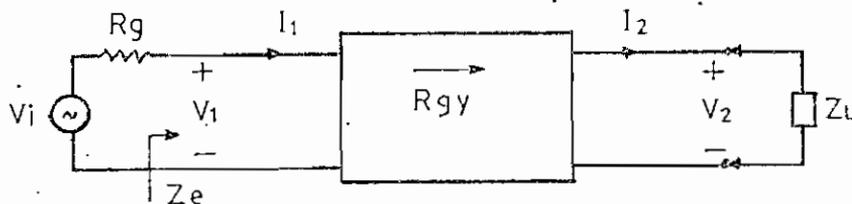


Fig. 2.11. Girador.

$$Z_e = \frac{R^2 g_y}{Z_L} \quad (2.33)$$

donde Rg_y es una constante real positiva llamada resistencia

giratoria. La característica del girador implica que si se tiene una carga puramente resistiva, la impedancia de entrada reflejada es también puramente resistiva, y tiene el mismo signo; pero si la carga es puramente capacitiva, entonces la impedancia vista en los terminales de entrada es puramente inductiva y viceversa.

La ecuación (2.33) satisface la siguiente matriz cadena:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & R_{gy} \\ \frac{1}{R_{gy}} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.34)$$

La relación entre voltaje y corriente para éste cuadripolo es la siguiente:

$$I_1 = \frac{V_2}{R_{gy}} \quad (2.35)$$

$$I_2 = \frac{V_1}{R_{gy}} \quad (2.36)$$

Las ecuaciones muestran que en un girador ideal, la corriente en el un par de terminales es proporcional al voltaje en el otro par de terminales. Además para una señal entrante a la red, el voltaje de entrada es traducido en una corriente que fluye fuera del circuito y para una señal transmitida en dirección contraria, el voltaje de salida es traducido en una corriente que fluye hacia el dispositivo. Esto indica que el girador es una red antisimétrica.



El símbolo circuital para este cuádrupolo se muestra en la Fig. 2.12., en el cual la dirección de la flecha indica la dirección de giro.

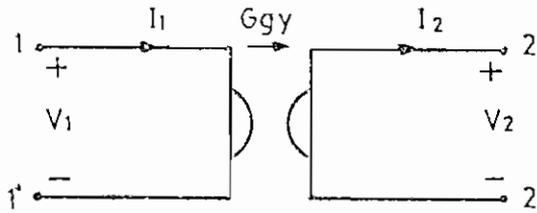


Fig. 2.12. Simbología del girador.

G_{gy} es la conductancia del girador.

Si se cortocircuitan los terminales 1' y 2' de la Fig. 2.12, se logra obtener un aparato de tres terminales, cuya matriz admitancia es:

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -G_{gy} \\ G_{gy} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.37)$$

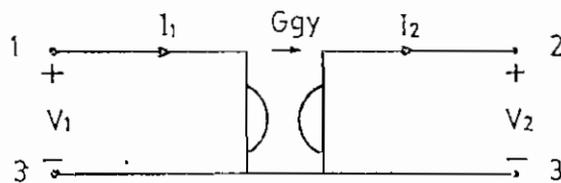


Fig. 2.13. Girador de tres terminales.

Los tres terminales de este cuádrupolo pueden usarse como dos terminales (1,2) y tierra. La matriz admitancia para los tres terminales, se la obtiene completando cada fila y columna en base a la matriz (2.37).

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -G_{gy} & G_{gy} \\ G_{gy} & 0 & -G_{gy} \\ -G_{gy} & G_{gy} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

Por lo tanto cuando el terminal 1 es tierra, se obtiene un dispositivo de dos terminales con la siguiente matriz admitancia.

$$\begin{pmatrix} Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{32} & Y_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -G_{gy} \\ G_{gy} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

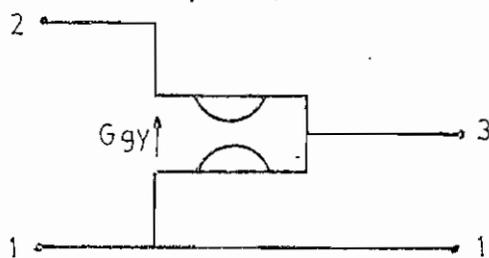


Fig. 2.14. Girador con el terminal 1 como tierra.

Similarmenete si el terminal 2 es tierra, se tiene lo siguiente:

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{13} \\ Y_{31} & Y_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & G_{gy} \\ -G_{gy} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

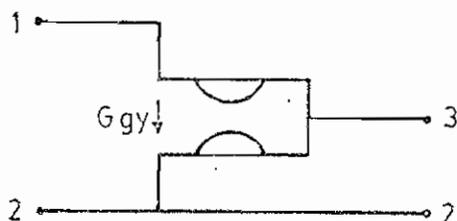


Fig. 2.15. Girador con el terminal 2 como tierra.

De acuerdo a las posibilidades de conexión anotados anteriormente, es obvio que el girador de tres terminales posee la misma propiedad entre cualquier terminal y tierra. De ésta simetría circular, el girador de tres terminales se representa de la siguiente manera:

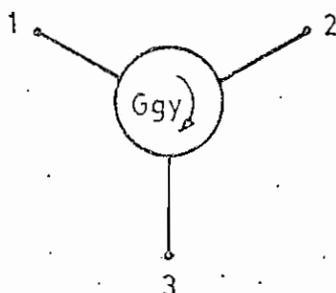


Fig. 2.16. Representación circular del girador.

La dirección de giro dada en la Fig. 2.16., pertenece a las matrices (2.37) y (2.39), mientras que para la matriz (2.40) la dirección es contraria.

Un método para la obtención del girador se basa en la partición de la matriz admitancia Y , así:

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -Ggy \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ Ggy & 0 \end{bmatrix}$$

Las dos matrices componentes, representan voltajes controlados por fuentes de corrientes de polaridad opuesta conectadas en paralelo.

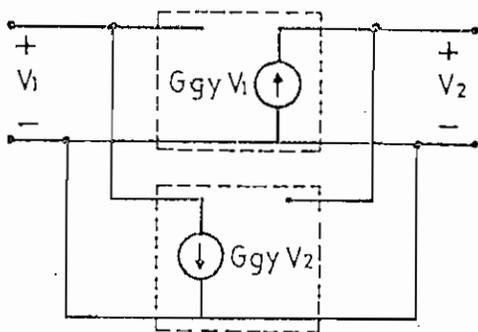
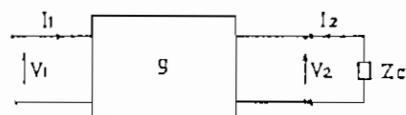


Fig. 2.17. Girador con fuentes controladas.

Un girador práctico, está afectado por las admitancias parásitas Y_{11} y Y_{22} , debido a que estos valores no son exactamente cero. Analizando éste problema, se supone que Y_{11} y Y_{22} tienen un valor igual a g_0 ; y al colocar un capacitor en un par de terminales, la impedancia vista desde el otro par es:

$$Z_e(j\omega) = \frac{V_1}{I_1}$$



$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 & -g \\ g & g_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}; \quad G_{gy} = g$$

$$I_1 = g_0 V_1 - g V_2 \quad (A)$$

$$I_2 = g V_1 + g_0 V_2 \quad (B)$$

$$\frac{I_2}{V_2} = g \frac{V_1}{V_2} + g_0$$

$$\frac{I_2}{V_2} = -j\omega C$$

$$-j\omega C = g \frac{V_1}{V_2} + g_0$$

$$g \frac{V_1}{V_2} = -j\omega C - g_0$$

$$V_2 = -V_1 \times \frac{g}{j\omega C + g_0}$$

reemplazando V_2 en la ecuación (A):

$$I_1 = g_0 V_1 + V_1 \frac{g^2}{j\omega C + g_0}$$

$$I_1 = V_1 \left(g_0 + \frac{g^2}{j\omega C + g_0} \right)$$

$$I_1 = V_1 \left(\frac{g^2 + g_0^2 + j\omega C g_0}{g_0 + j\omega C} \right)$$

$$Z_e = \frac{g_0 + j\omega C}{g^2 + g_0^2 + j\omega C g_0}$$

Asumiendo que $g \gg g_0$ como sucede generalmente, y expresando

$Z_e(j\omega) = \text{Req}(\omega) + j \text{Leq}(\omega)$, se tiene:

$$Z_e = \frac{g_0 + j\omega C}{g_0^2 + g^2 + j\omega C g_0}$$

$$Z_e = \frac{g_0 + j\omega C}{g^2 + j\omega C g_0} \frac{g^2 - j\omega C g_0}{g^2 - j\omega C g_0}$$

$$Z_e = \frac{g_0 g^2 - j\omega C g_0^2 + j\omega C^2 g^2 + \omega^2 C^2 g_0}{g^4 + \omega^2 C^2 g_0^2}$$

$$Z_e = \frac{g_0 g^2 + \omega^2 C^2 g_0 + j\omega C (g^2 - g_0^2)}{g^4 + \omega^2 C^2 g_0^2}$$

entonces,

$$\text{Req} = \frac{g_0 g^2 + \omega^2 C^2 g_0}{g^4 + \omega^2 C^2 g_0^2}$$

$$\text{Req} = \frac{g_0 (g^2 + \omega^2 C^2)}{g^4 + \omega^2 C^2 g_0^2}$$

$$L_{eq} = \frac{\omega C g^2}{g^4 + \omega^2 C^2 g_0^2}$$

El factor de calidad del inductor obtenido será:

$$Q = \frac{L_{eq}}{R_{eq}}$$

$$Q = \frac{\omega C g^2}{g_0 (g^2 + \omega^2 C^2)}$$

Q alcanzará un valor máximo para:

$$\omega_{m\acute{a}x} = \frac{g}{C}$$

$$Q_{m\acute{a}x} = \frac{g}{2g_0}$$

2.3.d. Transformador ideal

En un transformador ideal, la impedancia de entrada es directamente proporcional a la impedancia de la carga con una constante de proporcionalidad positiva.

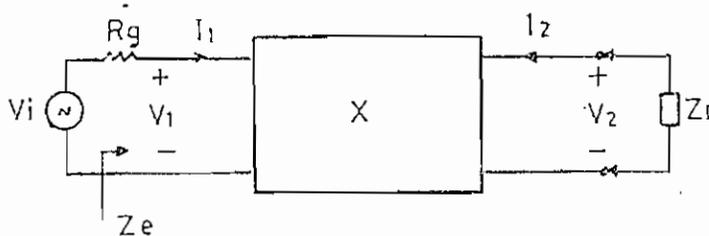


Fig. 2.18. Transformador ideal

$$Z_e = x^2 Z_L \quad (2.41)$$

Donde x es un número real positivo generalmente denominado

relación de transformación.

El transformador ideal define a la matriz de transmisión de la siguiente manera:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} +x & 0 \\ 0 & +\frac{1}{x} \end{pmatrix} \quad (2.42)$$

Las ecuaciones que relacionan el voltaje y la corriente es tñ dados por:

$$V_1 = x V_2 \quad (2.43)$$

$$I_1 = - \frac{I_2}{x} \quad (2.44)$$

o alternativamente,

$$V_1 = - x V_2 \quad (2.45)$$

$$I_1 = \frac{I_2}{x} \quad (2.46)$$

Las ecuaciones (2.43), (2.44) indican que los voltajes de entrada y salida están en fase, mientras las corrientes de fasadas 180°.

Por otro lado las ecuaciones (2.45) y (2.46) indican lo con trario; es decir los voltajes de entrada y salida están de

fasados 180° , mientras las corrientes están en fase.

CONCLUSIONES.-

En la tabla 2.2 se resume las propiedades del convertidor de impedancia negativa, inversor de impedancia negativa, girador y transformador ideal, en términos de los varios parámetros descritos:

Es notable que el convertidor de impedancia negativa y el transformador ideal no tienen matrices Z o Y definidas, mientras el inversor de impedancia negativa y el girador no poseen matrices h o g definidas.

De las ecuaciones del girador y transformador ideal se nota que $I_1 V_1 + I_2 V_2 = 0$; es decir que los dos aparatos no tienen pérdidas de transmisión y no hay energía generada, disipada o almacenada. Por otro lado el convertidor de impedancia negativa y el invertidor de impedancia negativa al ser elementos activos; es decir al alimentarlos con una señal por el un terminal y cargarlos con una resistencia positiva en el otro terminal, el aparato entrega potencia al sistema externo. Si la resistencia de carga es negativa, entonces el convertidor de impedancia negativa y el inversor de impedancia negativa absorben potencia del sistema.

TABLA 2.1

	[z]	[y]	[h]	[g]	[a]
[z]	$\begin{matrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{Y_{22}}{\Delta Y} & \frac{-Y_{12}}{\Delta Y} \\ \frac{-Y_{21}}{\Delta Y} & \frac{Y_{11}}{\Delta Y} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\Delta h}{h_{22}} & \frac{h_{12}}{h_{22}} \\ \frac{-h_{21}}{h_{22}} & \frac{1}{h_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{g_{11}} & \frac{-g_{12}}{g_{11}} \\ \frac{g_{21}}{g_{11}} & \frac{\Delta g}{g_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{A}{C} & \frac{\Delta a}{C} \\ \frac{1}{C} & \frac{D}{C} \end{matrix}$
[y]	$\begin{matrix} \frac{z_{22}}{\Delta z} & \frac{-z_{12}}{\Delta z} \\ \frac{-z_{21}}{\Delta z} & \frac{z_{11}}{\Delta z} \end{matrix}$	$\begin{matrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{h_{11}} & \frac{-h_{12}}{h_{11}} \\ \frac{h_{21}}{h_{11}} & \frac{\Delta h}{h_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\Delta g}{g_{22}} & \frac{g_{12}}{g_{22}} \\ \frac{-g_{21}}{g_{22}} & \frac{1}{g_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{D}{B} & \frac{-\Delta a}{B} \\ \frac{-1}{B} & \frac{A}{B} \end{matrix}$
[h]	$\begin{matrix} \frac{\Delta z}{z_{22}} & \frac{-z_{12}}{z_{22}} \\ \frac{-z_{21}}{z_{22}} & \frac{z_{11}}{z_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{Y_{11}} & \frac{-Y_{12}}{Y_{11}} \\ \frac{Y_{21}}{Y_{11}} & \frac{\Delta Y}{Y_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & -h_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{g_{22}}{\Delta g} & \frac{-g_{12}}{\Delta g} \\ \frac{-g_{21}}{\Delta g} & \frac{g_{11}}{\Delta g} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{B}{D} & \frac{\Delta a}{D} \\ \frac{-1}{D} & \frac{C}{D} \end{matrix}$
[g]	$\begin{matrix} \frac{1}{z_{11}} & \frac{-z_{12}}{z_{11}} \\ \frac{z_{21}}{z_{11}} & \frac{\Delta z}{z_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\Delta Y}{Y_{22}} & \frac{Y_{12}}{Y_{22}} \\ \frac{-Y_{21}}{Y_{22}} & \frac{1}{Y_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{h_{22}}{\Delta h} & \frac{-h_{12}}{\Delta h} \\ \frac{-h_{21}}{\Delta h} & \frac{h_{11}}{\Delta h} \end{matrix}$	$\begin{matrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{C}{A} & \frac{-\Delta a}{A} \\ \frac{1}{A} & \frac{B}{A} \end{matrix}$
[a]	$\begin{matrix} \frac{z_{11}}{z_{21}} & \frac{\Delta z}{z_{21}} \\ \frac{1}{z_{21}} & \frac{z_{22}}{z_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{-Y_{22}}{Y_{21}} & \frac{-1}{Y_{21}} \\ \frac{-\Delta Y}{Y_{21}} & \frac{-Y_{11}}{Y_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{-\Delta h}{h_{21}} & \frac{-h_{11}}{-h_{21}} \\ \frac{-h_{22}}{h_{21}} & \frac{-1}{h_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{g_{21}} & \frac{g_{22}}{g_{21}} \\ \frac{g_{11}}{g_{21}} & \frac{\Delta g}{g_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} A & B \\ C & D \end{matrix}$
[b]	$\begin{matrix} \frac{z_{22}}{z_{12}} & \frac{\Delta z}{z_{12}} \\ \frac{1}{z_{12}} & \frac{z_{11}}{z_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{-Y_{11}}{Y_{12}} & \frac{-1}{Y_{12}} \\ \frac{-\Delta Y}{Y_{12}} & \frac{-Y_{22}}{Y_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{h_{12}} & \frac{h_{11}}{h_{12}} \\ \frac{h_{22}}{h_{12}} & \frac{\Delta h}{h_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{-\Delta g}{g_{12}} & \frac{-g_{22}}{g_{12}} \\ \frac{-g_{11}}{g_{12}} & \frac{-1}{g_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} D & B \\ C & A \end{matrix}$

TABLA 2.2

	$ Z $	$ Y $	$ a $	$ h $	$ g $
Convertidor de impedancia negativa	Indefinida	Indefinida	$\frac{1}{Kne}$ 0 0 $\frac{1}{Kni}$	0 $\frac{1}{Kne}$ Kni 0	0 $\frac{1}{Kni}$ Kne 0
Inversor de impedancia negativa	0 $\underline{+Zc}$ $\underline{+Zc}$ 0	0 $\underline{+ \frac{1}{Zc}}$ $\underline{+ \frac{1}{Zc}}$ 0	0 $\underline{+Zc}$ $\underline{+ \frac{1}{Zc}}$ 0	Indefinida	Indefinida
Girador	0 $\underline{+Rgy}$ $\underline{+Rgy}$ 0	0 $\underline{+Ggy}$ $\underline{+Ggy}$ 0	0 $\underline{+Rgy}$ $\underline{+ \frac{1}{Rgy}}$ 0	Indefinida	Indefinida
Transformador ideal	Indefinida	Indefinida	$\underline{+X}$ 0 0 $\underline{+ \frac{1}{X}}$	0 $\underline{+X}$ $\underline{+X}$ 0	0 $\underline{+ \frac{1}{X}}$ $\underline{+ \frac{1}{X}}$ 0

CAPITULO III

REALIZACION DE CUADRIPOLOS ESPECIALES

C A P I T U L O I I I

REALIZACION DE CUADRIPOLOS ESPECIALES

3.1 INTRODUCCION

En base a las consideraciones del capítulo anterior, en el presente se analizarán algunas alternativas, mediante las cuales es posible la obtención de redes eléctricas cuyo comportamiento satisfacen las características de los cuadrípolos especiales.

Para el propósito mencionado, se considera como elemento básico el "Amplificador Operacional", razón por la cual se hará un análisis previo de las características de este dispositivo.

Es necesario anotar que una de las alternativas para la obtención de los diferentes cuadrípolos especiales, se basa en la interconexión concatenada entre algunos de ellos, por lo cual es menester establecer el siguiente orden de análisis:

- fuentes controladas
- convertidor de impedancia negativa
- invertidor de impedancia negativa
- girador
- transformador ideal

Adicionalmente se indicarán algunas aplicaciones de los di

ferentes cuadripolos especiales.

3.2 AMPLIFICADOR OPERACIONAL

3.2.1 Definición.

Un amplificador operacional es una fuente de voltaje lineal controlado por una fuente de voltaje

Su ecuación característica es:

$$e_o = A(e_2 - e_1) = -A e_g, \quad (3.1)$$

donde:

$$e_g = e_1 - e_2$$

Simbología.

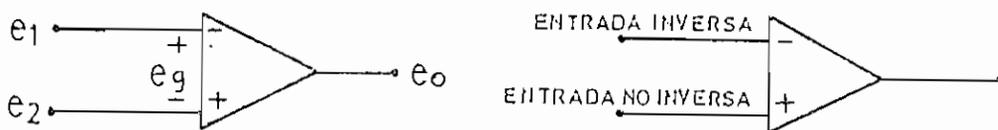


Fig. 3.1 Amplificador Operacional.

e_g es la diferencia de voltaje en los terminales de entrada del amplificador.

Adicionalmente se deben hacer las siguientes consideraciones.

- a) La ganancia A de lazo abierto de un amplificador operacional ideal es esencialmente infinita.
- b) La impedancia de entrada entre los terminales ℓ_1 y ℓ_2 es infinita y la impedancia entre cada terminal y tierra es infinita. Esto indica que la corriente de entrada a estos terminales es cero.
- c) El voltaje de salida ℓ_0 del amplificador operacional ideal no es afectado por cargas externas.

3.2.2 Amplificador operacional con realimentación.

Un amplificador con realimentación es aquel que posee ganancia A_{vr} real y negativa.

Simbología

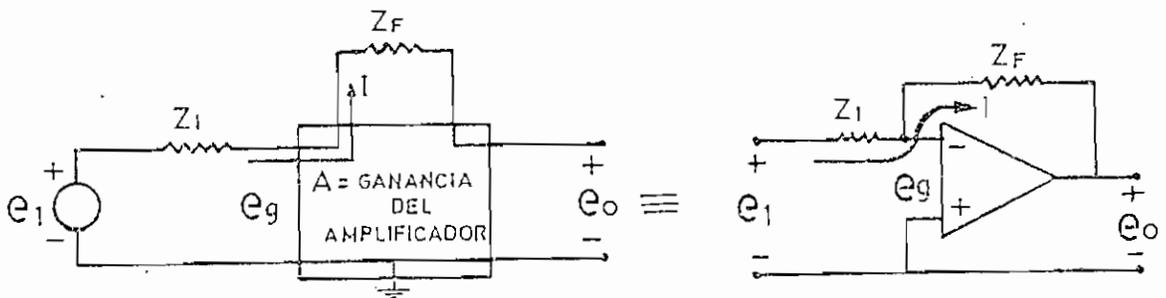


Fig. 3.2 Amplificador operacional realimentado.

Asumiendo que la corriente de entrada al amplificador es igual a cero, se obtiene la corriente I indicada en la fig. 3.2, y de acuerdo al teorema de superposición se tiene:

$$\ell_g = \frac{Z_F}{Z_F + Z_1} \ell_1 + \frac{Z_1}{Z_F + Z_1} \ell_0$$

Esta ecuación indica que ℓ_g es función lineal de ℓ_1 y ℓ_0 de forma que es independiente de cualquier carga exterior.

Ahora es necesario calcular la ganancia con realimentación para lo cual se asume que:

$$\beta = \frac{Z_1}{Z_F + Z_1} \quad (\text{factor de realimentación})$$

$$\alpha = \frac{Z_F}{Z_F + Z_1} \quad (\text{factor de realimentación})$$

$$\ell_g = \alpha \ell_1 + \beta \ell_0$$

pero $\ell_0 = -A \ell_g \rightarrow \ell_g = \frac{-\ell_0}{A}$

entonces,

$$-\frac{\ell_0}{A} = \alpha \ell_1 + \beta \ell_0$$

$$-\ell_0 \left(\frac{1}{A} + \beta \right) = \alpha \ell_1$$

$$-\ell_0 (1 + A\beta) = A \alpha \ell_1$$

$$\ell_0 = -\ell_1 \frac{A\alpha}{1 + A\beta}$$

por lo tanto la ganancia con realimentación es,

$$A_{vr} = -\frac{A\alpha}{1 + A\beta} \quad (3.2)$$

En términos de Z_F y Z_1 se tiene,

$$A_{vr} = -\frac{Z_F}{Z_F + Z_1} \times \frac{A}{1 + A \frac{Z_1}{Z_F + Z_1}}$$

$$A_{vr} = -\frac{Z_F}{Z_1} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{A} \left(1 + \frac{Z_F}{Z_1}\right)} \quad (3.3)$$

Aplicando las consideraciones relativas a la estabilidad de la ganancia y a la linealidad del funcionamiento del amplificador operacional, se tiene que:

$$\text{Si } A \rightarrow \infty \quad A_{vr} = -\frac{Z_F}{Z_1} \quad (3.4)$$

3.2.3 Aplicaciones del Amplificador Operacional

Entre las aplicaciones del amplificador operacional se tienen los siguientes:

- Circuito inversor fundamental.- La característica de estos circuitos es que la entrada que no invierte está conectada a tierra. Su análisis matemático se basa en el circuito de la fig. 3.3 en la cual se supone ganancia A infinita.

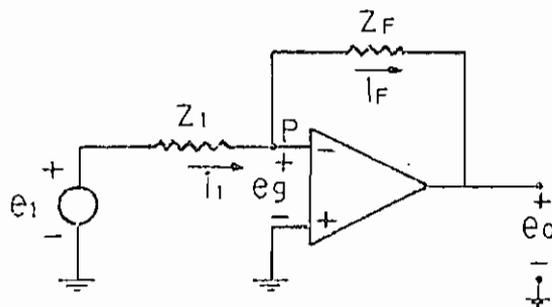


Fig. 3.3. Circuito inversor

$$i_1 = \frac{\ell_1 - \ell_g}{Z_1}$$

$$i_F = \frac{\ell_g - \ell_o}{Z_F}$$

$$i_1 = i_F \quad \frac{\ell_1 - \ell_g}{Z_1} = \frac{\ell_g - \ell_o}{Z_F}$$

$$\ell_o = -A \ell_g$$

como $A \rightarrow \infty$ $(\ell_g = -\frac{\ell_o}{A}) \rightarrow 0$

entonces,

$$\frac{\ell_1}{Z_1} = -\frac{\ell_o}{Z_F}$$

$$\frac{\ell_o}{\ell_1} = -\frac{Z_F}{Z_1} \quad (3.5)$$

De acuerdo con la ecuación (3.5) se da el nombre de tierra virtual al punto P, o sea que este punto está al potencial de la entrada no inversora. Con esta aclaración

se tiene que:

$$i_1 = \frac{e_1}{Z_1}$$

$$e_o = -i_1 Z_F$$

$Z_e = Z_1$ (impedancia de entrada)

En base a la ecuación (3.5), se puede obtener del circuito inversor, un voltaje de salida e_o mayor o menor que el voltaje de entrada e_1 con la variación de Z_F y Z_1 , defasándose 180° entre ellos.

-Sumador Inversor.- El circuito de la fig. 3.3, puede modificarse añadiendo varias fuentes con sus respectivas impedancias de la siguiente manera:

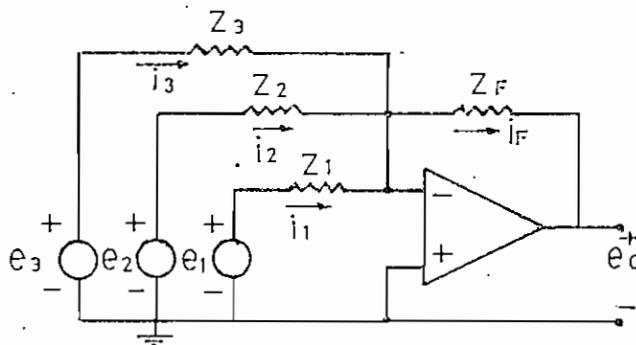


Fig. 3.4 Sumador inversor.

$$i_1 = \frac{e_1}{Z_1}$$

$$i_2 = \frac{e_2}{Z_2}$$

$$i_3 = \frac{\ell_3}{Z_3}$$

$$i_F = i_1 + i_2 + i_3$$

entonces, $\ell_0 = -i_F Z_F$

$$\ell_0 = - \left(\frac{\ell_1}{Z_1} + \frac{\ell_2}{Z_2} + \frac{\ell_3}{Z_3} \right) Z_F \quad (3.6)$$

-Circuito no inversor:- La señal se aplica a la entrada que no invierte y una parte de la señal de entrada se realimenta. Esto se observa en la fig. 3.5

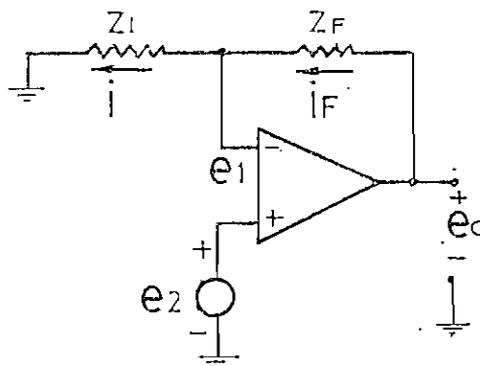


Fig. 3.5 Circuito no inversor

Cumple las siguientes ecuaciones:

$$\ell_1 = iZ_1 = \ell_0 \frac{Z_1}{Z_1 + Z_F}$$

$$\ell_0 = A(\ell_2 - \ell_1)$$

Si $A \gg 1$ $\frac{\ell_0}{\ell_1} = \frac{Z_1 + Z_F}{Z_1} \quad (3.7)$

además, $l_2 = l_1$

Se tendría un seguidor de voltaje si $\begin{cases} Z_F = 0 \\ Z_i = \infty \end{cases}$

y su propiedad es separar las impedancias de entrada y salida

$$\begin{cases} Z_i \rightarrow \infty \\ Z_o = 0 \end{cases}$$

Se usa mucho este circuito para aislar la fuente de señal con la carga, impidiendo así interacciones perjudiciales o efectos de carga.

Por todo lo visto anteriormente se puede concluir lo siguiente:

- a) Cuando el amplificador operacional está funcionando linealmente con realimentación, los potenciales de las 2 entradas son iguales.
- b) No pasa corriente por ninguna de las entradas del amplificador.

3.3 FUENTES CONTROLADAS

3.3.1 Definición

Una fuente controlada de tensión o de corriente, es una

fuelle cuyo valor depende directamente del valor de voltaje o de corriente de otra parte de la red o circuito. De lo anotado anteriormente, se desprende que pueden existir los diferentes tipos de fuentes controladas.

- a) Tensión proporcional a una tensión
- b) Tensión proporcional a una corriente
- c) Corriente proporcional a una tensión
- d) Corriente proporcional a una corriente

3.3.1a Fuente de tensión proporcional a una tensión.

Estos elementos también llamados amplificadores de tensión perfectos, cumplen con las siguientes características:

$$V_2 = kv V_1 \quad (3.8)$$

$$Z_e = \infty$$

$$Z_s = 0$$

donde:

V_2 : voltaje de salida

V_1 : voltaje de entrada

kv: ganancia de tensión; adimensional de valor finito positivo o negativo y perfectamente estable en función de la frecuencia o de otras variaciones.

Z_e : impedancia de entrada; de valor infinito para que el dispositivo no tome corriente de la red exterior de control y se efectúe un control por tensión.

Z_s : impedancia de salida; debe ser nula ya que se trata de una fuente de tensión ideal.

Las dos representaciones simbólicas siguientes están de acuerdo con lo expresado:

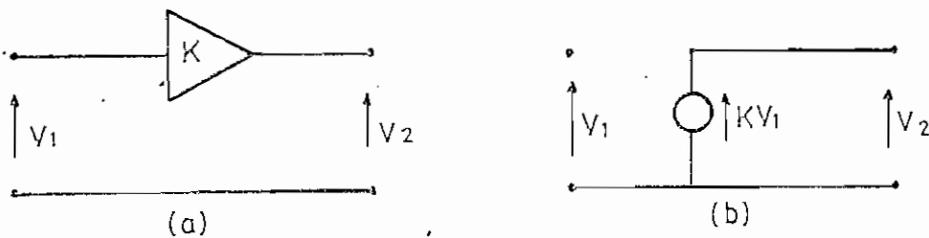


Fig. 3.6 Simbología de fuente controlada tensión-tensión.

Realización.-

Dependiendo de las características que debe cumplir la fuente controlada tensión-tensión, se obtiene los circuitos para K_v positivo y negativo de la siguiente manera:

La matriz de transmisión inversa es la siguiente:

$$|b| = \begin{bmatrix} K_v & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

El montaje para Kv positivo y superior a la unidad es:

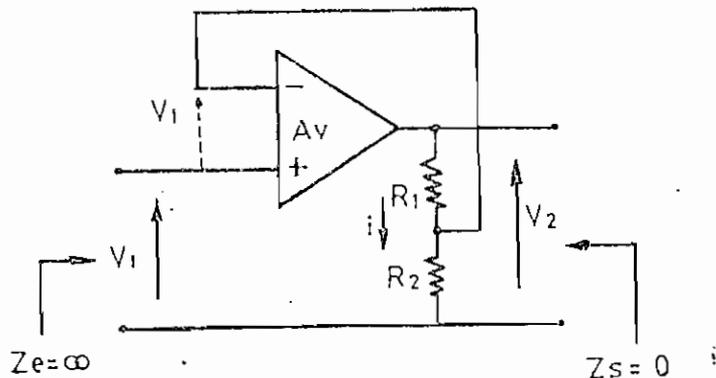


Fig. 3.7 Fuente controlada tensión-tensión para Kv positivo.

$$V_2 = i(R_1 + R_2)$$

$$i = \frac{V_1}{R_2}$$

$$V_2 = \frac{V_1}{R_2}(R_1 + R_2)$$

$$V_2 = V_1 \frac{R_1 + R_2}{R_2} = V_1 k_v$$

$$k_v = \frac{R_1 + R_2}{R_2} > 1$$

El montaje para kv negativo y de cualquier valor es:

$$V_2 = -i R_2$$

$$i = \frac{V_1}{R_1}$$

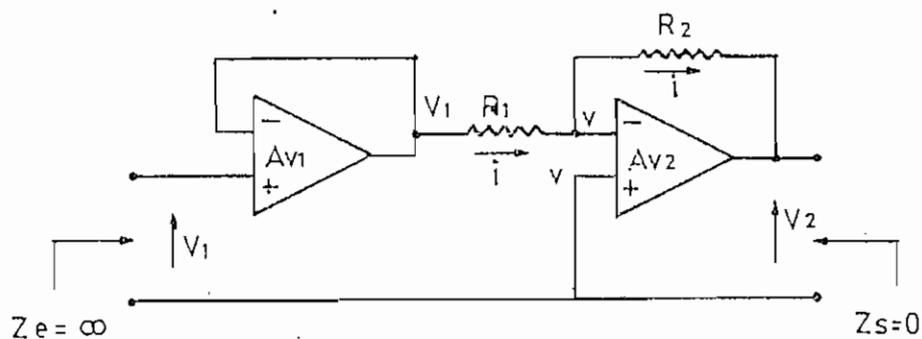


Fig. 3.8 Fuente controlada tensión - tensión para kv negativo

$$V_2 = -\frac{V_1}{R_1} R_2 = -V_1 \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_2 = kv V_1$$

$$kv = -\frac{R_2}{R_1}$$

Para Kv negativo ha sido necesario, el seguidor de voltaje (AV_1), debido a que la impedancia de entrada debe ser infinita.

3.3.1b Fuente de tensión controlada por corriente.

Definición.-

Una fuente de tensión-corriente cumple con lo siguiente:

$$V_2 = KZ I_1 \quad (3.10)$$

$$Z_e = 0$$

$$Z_s = 0$$

Kz = tiene dimensiones de impedancia y puede ser positivo o negativo

La impedancia de entrada debe ser nula para que la fuente se controle por corriente.

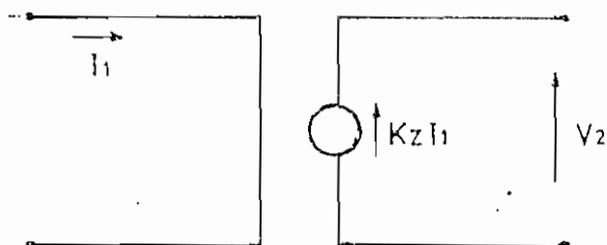


Fig. 3.9 Símbología de la fuente controlada tensión-corriente.

Realización.-

La fuente de tensión-corriente es de muy fácil realización debido a que sus condiciones son sencillas de obtener. La matriz de transmisión inversa para éste cuadripolo es:

$$|b| = \begin{pmatrix} 0 & Kz \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

Un diagrama circuital para Kz negativo es el siguiente:

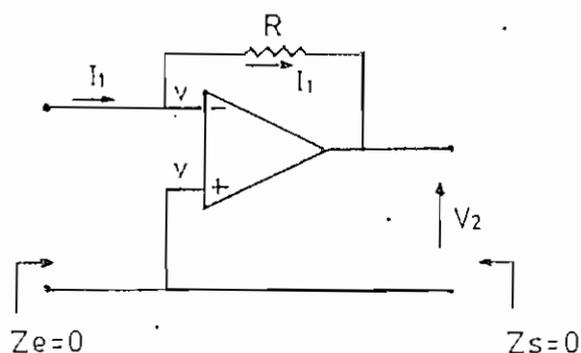


Fig. 3.10 Fuente controlada tensión-corriente para Kz negativo.

$$I_1 = \frac{v - V_2}{R}$$

$v = 0$ (esta a tierra) $v = 0$ (existe una masa ficticia en la entrada no inversora)

$$I_1 = -\frac{V_2}{R}$$

$$v_2 = -RI_1 = K_Z I_1$$

$$K_Z = -R$$

El montaje para K_Z positivo es el siguiente:

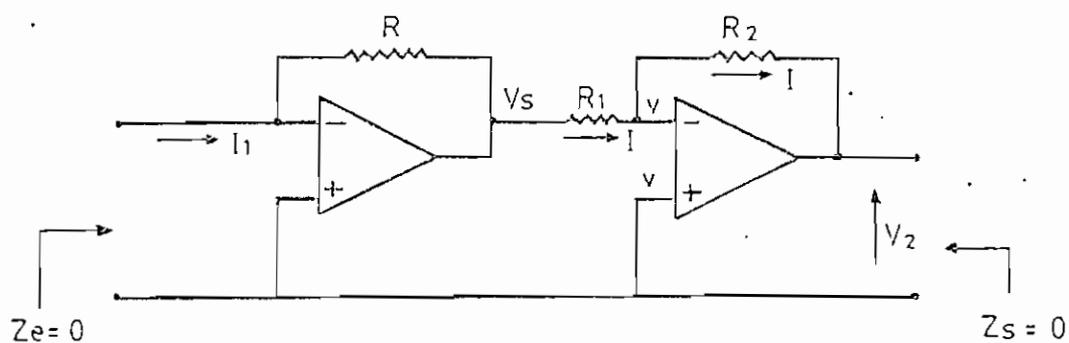


Fig. 3.11 Fuente controlada tensión-corriente para K_Z positivo.

$$V_s = -I_1 R$$

$$I = \frac{V_s - V_2}{R_2} = \frac{V_s}{R_2}$$

pero:

$$I = \frac{V_s - V_2}{R_2} = -\frac{V_2}{R_2}$$

entonces:

$$\frac{V_s}{R_1} = -\frac{V_2}{R_2}$$

$$V_2 = - \frac{R_2}{R_1} V_s$$

$$V_2 = - \frac{R_2}{R_1} (-I_1 R)$$

$$V_2 = \frac{R \cdot R_2}{R_1} I_1$$

$$V_2 = K_Z I_1$$

$$K_Z = \frac{R \cdot R_2}{R_1}$$

3.3.1c Fuente de corriente controlada por tensión.

Definición.-

Una fuente de corriente - tensión se define por:

$$I_2 = K_Y V_1 \quad (3.12)$$

$$Z_e = \infty$$

$$Z_s = \infty$$

K_Y : tiene dimensión de una admitancia, puede ser positivo o negativo.

La impedancia de entrada debe ser infinita para que el dispositivo no tome corriente de la red y se realice un control por tensión.

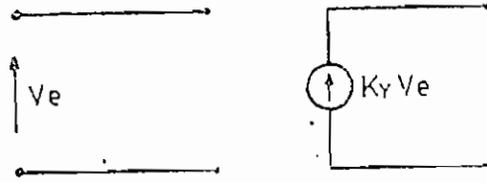


Fig. 3.12 Simbología de la Fuente controlada corriente-tensión.

Realización.-

La ecuación (3.12) corresponde a la siguiente matriz de transmisión inversa:

$$|b| = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ K_Y & 0 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

El montaje para K_Y positivo, es el siguiente:

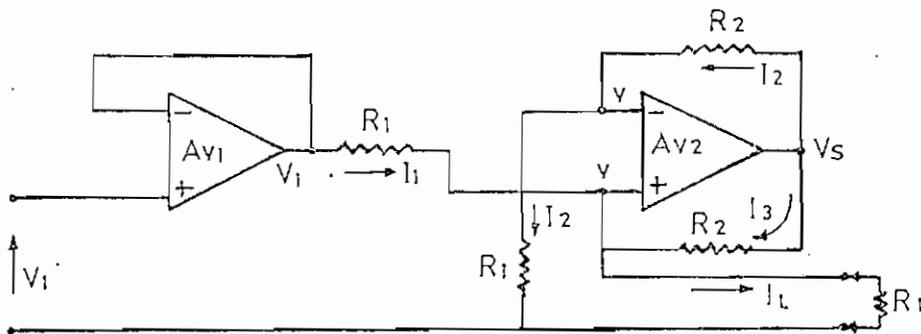


Fig. 3.13 Fuente controlada corriente-tensión para K_Y positivo.

$$I_2 = \frac{V}{R_1}$$

$$V_S = I_2 (R_1 + R_2) = \frac{V}{R_1} (R_1 + R_2)$$

$$I_3 = \frac{V_S - V}{R_2} = \frac{\frac{V}{R_1} (R_1 + R_2) - V}{R_2}$$

$$I_3 = \frac{V \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} - 1 \right)}{R_2} = \frac{V \frac{R_2}{R_1}}{R_2} = \frac{V}{R_1}$$

$$I_1 = \frac{V_1 - V}{R_1}$$

$$I_L = I_1 + I_3$$

$$I_L = \frac{V_1}{R_1} - \frac{V}{R_1} + \frac{V}{R_1}$$

$$I_L = \frac{V_1}{R_1}$$

$$I_L = K_Y V_1$$

$$K_Y = \frac{1}{R_1}$$

De ésta última ecuación se puede concluir que la corriente de salida I_L es independiente de la carga.

Como se puede observar en la fig. 3.13, es necesario el seguidor de voltaje para cumplir que la impedancia de entrada sea infinita.

Para obtener K_Y negativo, simplemente se pueden cambiar las entradas al amplificador número 2, y el análisis co-

respondiente es idéntico al anterior.

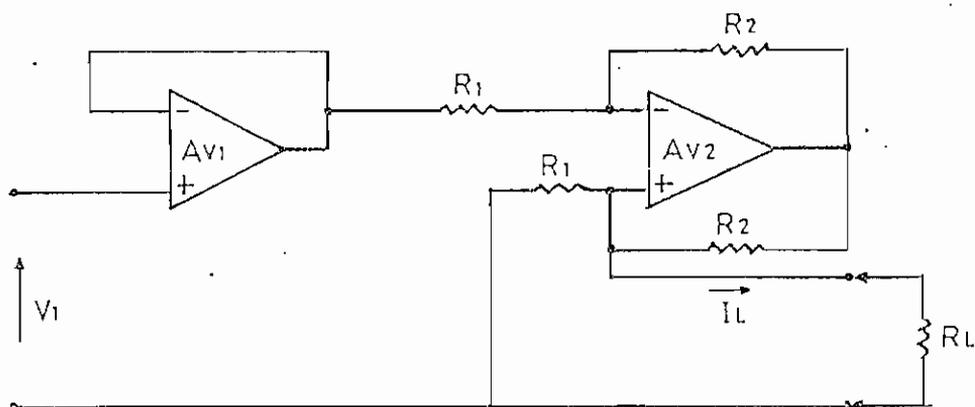


Fig. 3.14 (F.C., K_Y negativo)

$$I_L = -\frac{1}{R_1} V_1 = K_Y V_1$$

$$K_Y = -\frac{1}{R_1}$$

3.3.1d Fuente de corriente controlada por corriente.

Definición.-

La fuente controlada corriente-corriente ideal se define por:

$$I_2 = K_i I_1 \quad (3.14)$$

$$Z_e = 0$$

$$Z_s = \infty$$

K_i : es adimensional y puede ser positivo o negativo.

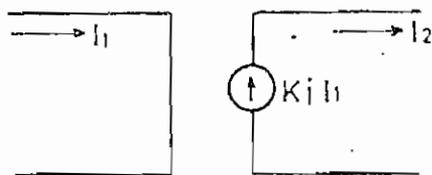


Fig. 3.15 Simbología de la fuente controlada corriente - corriente.

Realización.-

Los circuitos correspondientes a una fuente controlada corriente-corriente, tanto para K_i positivo y negativo resultan de conectar en cascada una fuente tensión-corriente ideal, con una fuente corriente-tensión no ideal. Si la impedancia de salida de la primera fuente es despreciable respecto a la impedancia de entrada de la segunda, el conjunto se puede considerar como ideal.

Su matriz de transmisión inversa es:-

$$|b| = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & K_i \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

El montaje correspondiente a K_i positivo es el siguiente:

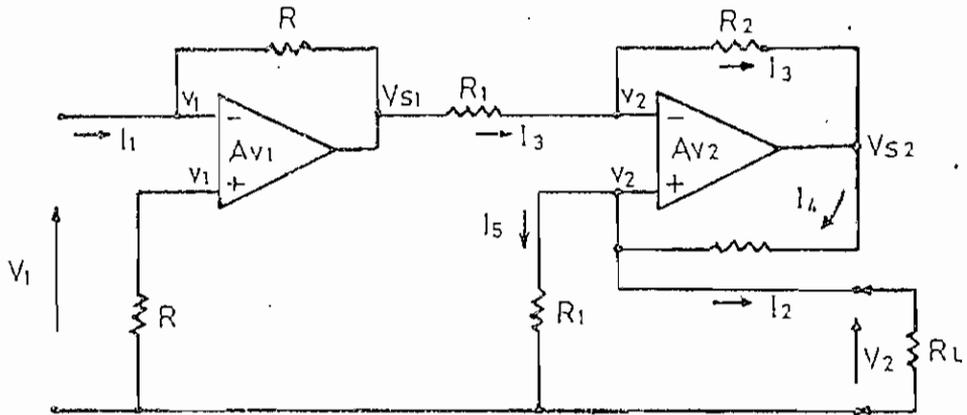


Fig. 3.16 Fuente controlada corriente-corriente para K_i positivo.

$$I_3 = \frac{V_{S1} - V_2}{R_1} = \frac{V_2 - V_{S2}}{R_2}$$

$$V_{S1} = \frac{R_1}{R_2}(V_2 - V_{S2}) + V_2$$

$$I_2 = I_4 - I_5$$

$$I_2 = \frac{V_{S2} - V_2}{R_2} - \frac{V_2}{R_1}$$

$$V_{S2} = \left(I_2 + \frac{V_2}{R_1}\right)R_2 + V_2$$

$$V_{S1} = \frac{R_1}{R_2}\left(V_2 - I_2 R_2 - V_2 \frac{R_2}{R_1} - V_2\right) + V_2$$

$$V_{S1} = -I_2 R_1 - V_2 + V_2$$

$$V_{S1} = -I_2 R_1$$

ahora:

$$I_1 = \frac{V_1 - V_{S_1}}{R}$$

$$I_1 = \frac{V_1 + I_2 R_1}{R}$$

para obtener una fuente controlada ideal, debe cumplir que la impedancia de entrada sea igual a cero, esto es:

$$Z_e = \frac{V_1}{I_1} \rightarrow 0;$$

para lo cuál, $V_1 \rightarrow 0$ o $I_1 \rightarrow \infty$

Pero como I_1 no puede ser infinita porque se trata de una fuente controlada de corriente-corriente, V_1 tiene que tender a cero, entonces:

$$I_1 = \frac{I_2 R_1}{R}$$

$$I_2 = \frac{R}{R_1} I_1 = K_i I_1$$

$$K_i = \frac{R}{R_1}$$

El montaje por K_i negativo es el siguiente:

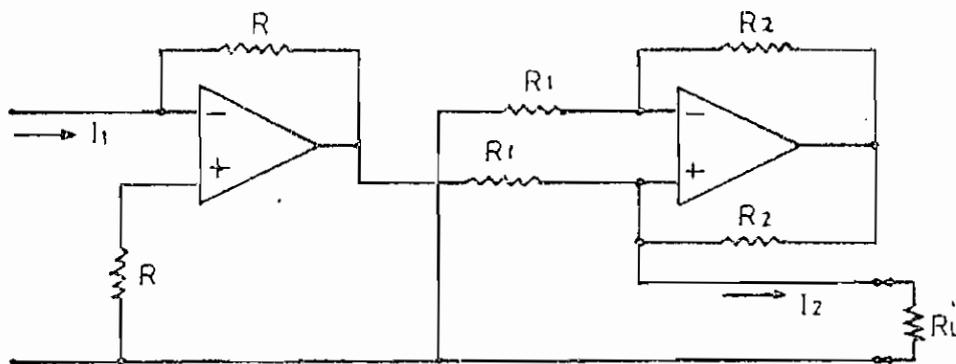


Fig. 3.17 Fuente controlada corriente-corriente para K_i negativo.

Realizando el mismo análisis que en la Fig.3.16, se obtendrá que:

$$K_i = - \frac{R}{R_1}$$

3.3.2 Aplicaciones de las fuentes controladas.

Las fuentes controladas tienen un gran campo de aplicación en diversos circuitos tales como:

- convertidores de impedancia negativos (N.I.C.)
- convertidores de impedancia positiva (P.I.C.)
- inversores de impedancias positivas (giradores)
- inversores de impedancias negativas (N.I.I)
- filtros activos.

En general las fuentes controladas se utilizan en:

- adaptadores de impedancia

- separadores
- amplificadores de ganancia (A_v , A_z , A_r)
- convertidores de impedancias.

3.4 CONVERTIDORES DE IMPEDANCIAS NEGATIVAS

3.4.1 Definición

Los convertidores de impedancia negativa, llamados generalmente N.I.C. (negative impedance converter), son elementos activos que tienen la propiedad de cambiar el signo de la impedancia de carga, pudiendo además modificar su módulo.

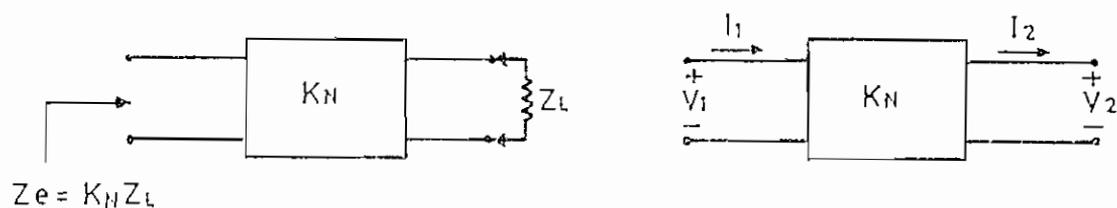


Fig. 3.18 Simbología del N.I.C.

K_N , es una constante real negativa que puede tomar cualquier valor.

La matriz que define a éste cuádrípulo es:

$$\begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_N e & 0 \\ 0 & K_N i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

es decir:

$$V_2 = K_{ne} V_1 \quad (3.17)$$

$$I_2 = K_{ni} I_1 \quad (3.18)$$

donde:

$$K_N = \frac{K_{ni}}{K_{ne}} \text{ (valor negativo)}$$

La impedancia de entrada Z_e , se obtiene a partir de las ecuaciones (3.17) y (3.18) de la siguiente forma:

$$Z_e = \frac{V_1}{I_1}$$

$$V_1 = \frac{V_2}{K_{ne}} \quad ; \quad I_1 = \frac{I_2}{K_{ni}}$$

$$Z_e = \frac{V_2}{K_{ne}} \times \frac{K_{ni}}{I_2} = \frac{K_{ni}}{K_{ne}} \times \frac{V_2}{I_2}$$

$$Z_L = \frac{V_2}{I_2}$$

entonces:

$$Z_e = \frac{K_{ni}}{K_{ne}} Z_L$$

$$Z_e = K_N Z_L \quad (3.19)$$

De acuerdo a la condición de K_{ni} y K_{ne} se obtiene convertidores de impedancia en tensión y en corriente.

3.4.1.a Convertidor de impedancia negativa en tensión (V.N.I.C)

Este convertidor indica que se debe controlar el coeficiente K_N por medio de tensión, por lo tanto $K_{ni}=+1$ y $V_2=K_{ne} V_1$. Un modelo ideal del V.N.I.C está representado por la fig. 3.19.

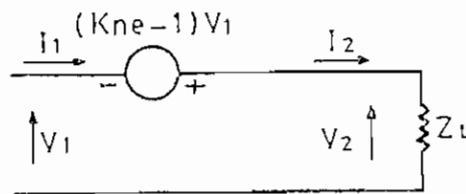


Fig. 3.19 Modelo ideal del V.N.I.C.

en donde:

$$I_1 = I_2$$

$$V_1 + (K_{ne}-1)V_1 - V_2 = 0$$

$$V_1 + V_1 K_{ne} - V_1 - V_2 = 0$$

$$V_2 = K_{ne} V_1 \quad (3.17)$$

Caso particular:

$$K_{ne} = -1$$

$$V_2 = -V_1$$

$$Z_e = \frac{K_{ni}}{K_{ne}} Z_L = -\frac{1}{1} Z_L$$

$$Z_e = -Z_L //$$

Realización del V.N.I.C.

Debido a que el V.N.I.C. exige un control en tensión, es necesario para su construcción una fuente controlada tensión-tensión.

El circuito es el siguiente:

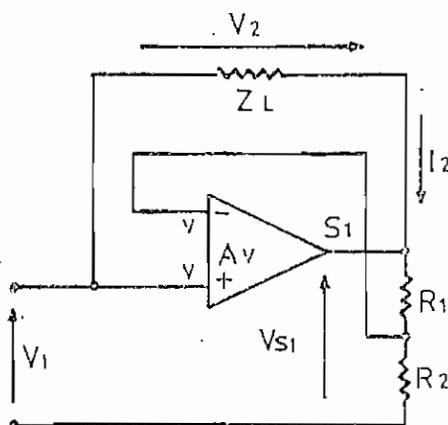
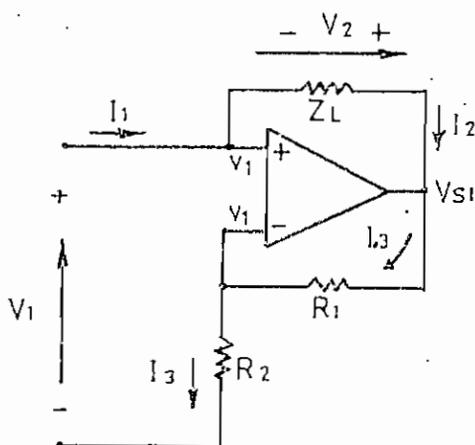


Fig. 3.20 V.N.I.C.

Como se puede observar el circuito presenta una carga flotante; para su análisis matemático, se modifica a la fig. 3.20 de la siguiente manera:



$$I_3 = \frac{V_1}{R_2} = \frac{V_{S1} - V_1}{R_1}$$

$$\frac{V_1}{R_2} + \frac{V_1}{R_1} = \frac{V_{S1}}{R_1}$$

$$V_1 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2 R_1} \right) R_1 = V_{S1}$$

$$V_{S1} = V_1 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) = V_1 \text{ Avr} \quad (1)$$

$$I_2 = -\frac{V_2}{Z_L}$$

$$V_2 = V_{S1} - V_1 \quad V_{S1} = V_2 + V_1 \quad (2)$$

$$(1) = (2) \quad V_1 \text{ Avr} = V_2 + V_1$$

$$V_2 = V_1 (\text{Avr} - 1)$$

$$V_1 = \frac{V_2}{\text{Avr} - 1}$$

$$Z_e = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2}{\text{Avr} - 1} \times \frac{(-Z_L)}{V_2}$$

$$Z_e = \frac{Z_L}{1 - \text{Avr}} \quad Z_e = \frac{Z_L}{K_{ne}}$$

$$K_{ne} = 1 - \text{Avr}$$

$$\text{Avr} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Si $R_1 = R_2$ $K_{ne} = -1$ (caso particular)

3.4.1b Convertidor de impedancia negativa en corriente (I.N.I.C.)

Para lograr un control en corriente se tiene que:

$$K_{ne} = +1$$

$$I_2 = K_{ni} I_1$$

siendo K_n cualquier número negativo.

El circuito básico del INIC es el siguiente:

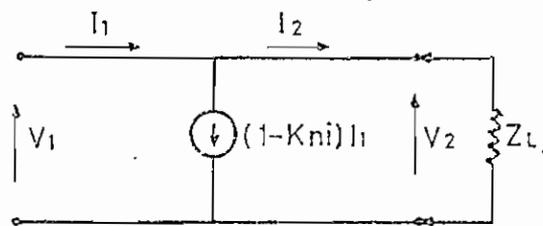


Fig. 3.21 Modelo ideal del I.N.I.C.

$$V_1 = V_2$$

$$I_1 = (1-Kni) \cdot I_1 + I_2$$

$$I_1 = I_1 - I_1 Kni + I_2$$

$$I_2 = Kni I_1 \quad (3.18)$$

$$Z_e = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2}{I_2} \times Kni = Kni \times Z_L$$

$$Z_e = Kni Z_L$$

Si $Kni = -1$ $Z_e = -Z_L$ (caso particular)

Su matriz de transmisión inversa es:

$$|b| = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & Kni \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Realización del I.N.I.C.

Existe un cierto número de esquemas de circuitos INIC que utilizan transistores y amplificadores operacionales.

Los más comunes de realizarlos son utilizando amplificadores operacionales desde cualquier punto de vista, debido a la alta evolución actual de la tecnología.

Se puede obtener este dispositivo, basándose en el anterior mente explicado (fig. 3.21). Por definición V_1 y V_2 son iguales y la corriente de salida es opuesta a la de entrada con un coeficiente Kni ; el circuito siguiente cumple con lo expuesto mediante una fuente de corriente de coeficiente K muy elevado, y controlado por la corriente I que tiende a cero porque $V_1 = V_2$.

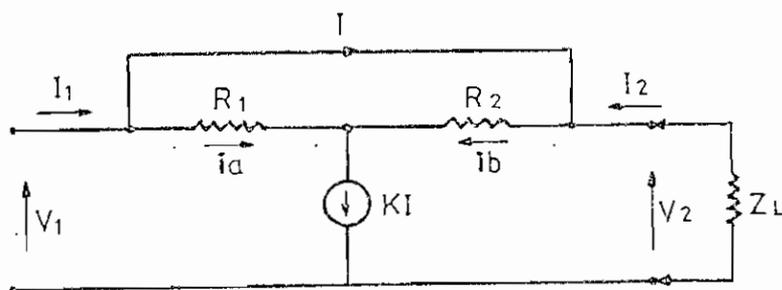


Fig. 3.22 Circuito básico para la realización del INIC.

Utilizando amplificadores operacionales se obtiene el circuito de la Fig. 3.23

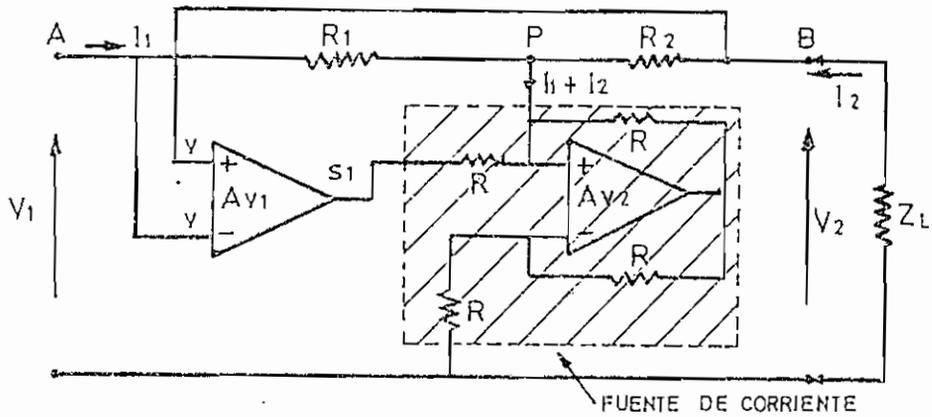


Fig. 3.23.- I.N.I.C con amplificadores operacionales.

Para una amplificación en tensión elevada Av_1 se mantiene i igual V_1 y V_2 .

$$\text{Si } V_1 = V_2 \Rightarrow R_1 I_1 + R_2 I_2 = 0 \quad (3.21)$$

así, sólo las corrientes I_1 e I_2 circular por las resistencias R_1 y R_2 y los bornes A, B están perfectamente desacoplados, entonces se puede suprimir la fuente de corriente en el punto P, obteniendo el circuito siguiente.

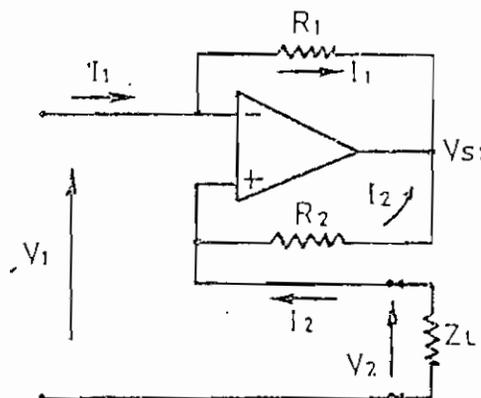


Fig. 3.24 I.N.I.C.

$$Z_e = \frac{V_1}{i_1} \quad ; \quad V_1 = V_2$$

$$I_1 = \frac{V_1 - V_{S1}}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{V_2 - V_{S1}}{R_2} = - \frac{V_2}{Z_L}$$

$$-V_{S1} = -\frac{R_2 V_2}{Z_L} - V_2 = -\frac{R_2 V_1}{Z_L} - V_1$$

$$I_1 = \frac{V_1 - \frac{R_2}{Z_L} V_1 - V_1}{R_1}$$

$$I_1 = - \frac{R_2}{R_1 \times Z_L} V_1$$

$$Z_e = -\frac{R_1}{R_2} Z_L //$$

$$Z_e = K_{ni} Z_L \quad K_{ni} = -\frac{R_1}{R_2}$$

Si $R_1 = R_2 \Rightarrow K_{ni} = -1$ y $Z_e = -Z_L$ (caso particular)

3.4.2 Estabilidad de las redes con N.I.C.

La estabilidad en los N.I.C. presenta dificultades, debido a que estos circuitos son muy sensibles por las realimentaciones positiva y negativa que se introducen.

Es necesario aclarar que el análisis de estabilidad en redes activas, no es objeto del presente trabajo, puesto que

es un tema muy extenso y que requiere consideraciones especiales en otros campos.

Sin embargo es importante conocer las condiciones de estabilidad para el convertidor de impedancia negativa en tensión o en corriente. La Fig.3.25 muestra a éstos dos tipos de redes.

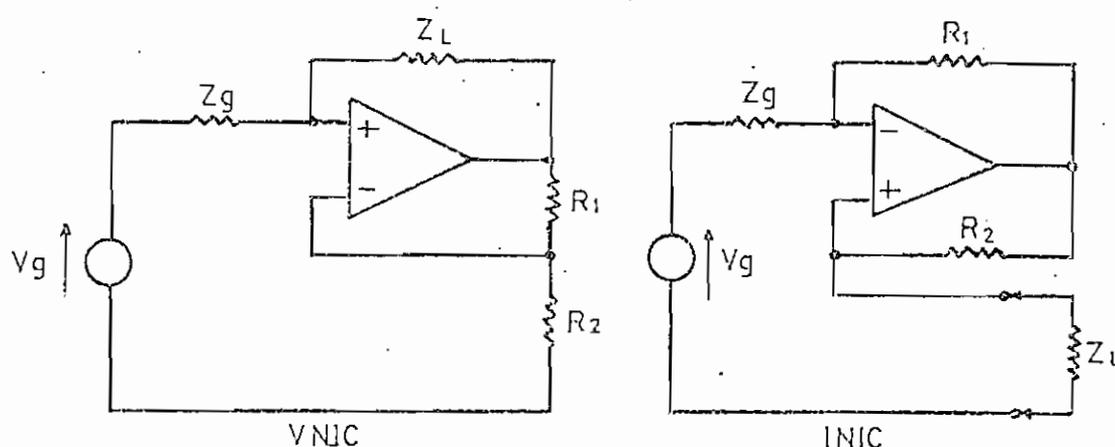


Fig. 3.25 Convertidores de impedancia negativa.

La condición de estabilidad es que:

- La realimentación positiva debe ser igual o inferior a la negativa.
- Para el caso del VNIC no puede ocurrir que la impedancia de la fuente Z_g sea mayor que Z_L (si $R_1=R_2$)
- Para el caso del INIC en forma general se tiene que:

$$\frac{Z_g}{Z_g+Z_L} > \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

Por la ubicación de Z_g y Z_L en el I.N.I.C, se puede conmutar estas dos posiciones, teniendo lo siguiente:

1)

$$\frac{Z_g}{Z_g + R_1} > \frac{Z_L}{Z_L + R_2}$$

Si $R_1 = R_2 \Rightarrow Z_g > Z_L$ 2) Si se permutan Z_g por Z_L

$$\frac{Z_L}{Z_L + R_1} > \frac{Z_g}{Z_g + R_2}$$

Si $R_1 = R_2 \Rightarrow Z_L > Z_g$

La estabilidad del montaje deberá ser estudiada en cada caso particular, y el debido riesgo de inestabilidad introduce un limitante en la utilización de este elemento.

3.4.3 Aplicaciones del NIC.

La principal aplicación es obtener una impedancia negativa a partir de otra positiva, esto tendrá como consecuencia reducir las pérdidas en una línea u otro sistema eléctrico.

El NIC es muy utilizado en la síntesis de otros dispositivos, por Ej: para realizar filtros activos, rotadores, giradores y puede ser usado también para obtener circuitos RC a partir de resistencias e inductores y viceversa, cuando este elemento conforma circuitos del girador.

La asociación de estos circuitos con otros es de difícil a

plicación, debido a que pierden fácilmente su estabilidad, es decir no entran muy fácilmente en cascada, por lo que se reduce considerablemente su rango de aplicación.

Ejemplos:

- El NIC utilizado para compensar un amortiguamiento.

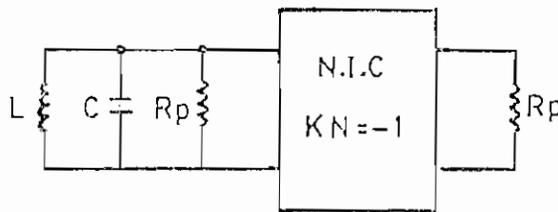


Fig. 3.26 Circuito oscilante con N.I.C..

En el circuito oscilante presente se compensa el amortiguamiento por medio del NIC que refleja una resistencia $-R_p$ colocada en paralelo con la resistencia R_p .

- En el siguiente circuito se utiliza el NIC para obtener una impedancia de entrada infinita al amplificador operacional. La Fig. 3.27 representa un servomecanismo.

Sin el NIC la impedancia de entrada al amplificador es R_i (masa ficticia en e_2), pero al colocar el NIC, se tiene en paralelo la resistencia R_1 con la reflejada por el NIC que es $-R_1$, de esta manera el valor de R_1 no modifica la linealidad del potenciómetro.

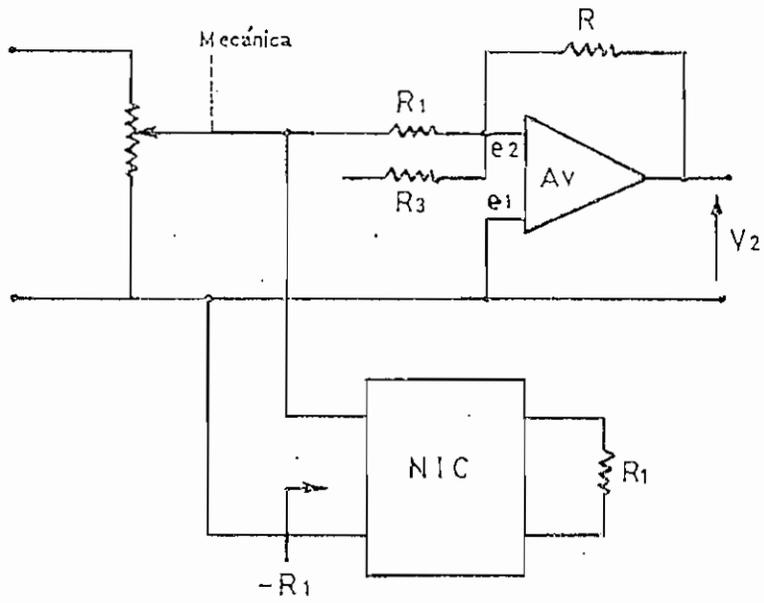


Fig. 3.27 N.I.C. utilizado en servomecanismos.

3.5 INVERSOR DE IMPEDANCIA NEGATIVA (N.I.I.)

3.5.1 Definición

El comportamiento del inversor de impedancia negativa esta definido por las siguientes ecuaciones:

$$I_2 = \frac{V_1}{Z_C} \quad (3.22)$$

$$I_1 = \frac{V_2}{Z_C} \quad (3.23)$$

Estas ecuaciones corresponden al esquema de la fig. 3.28

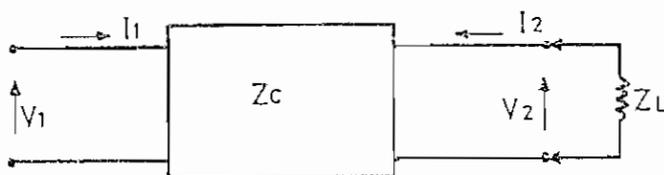


Fig. 3.28 Inversor de impedancia negativo.

Z_c , es la impedancia característica que puede ser una resistencia o una magnitud compleja.

A partir de las ecuaciones (3.22) y (3.23), se puede obtener la impedancia de entrada que presenta este cuadrípulo.

$$Z_e = \frac{V_1}{I_1}$$

$$Z_e = \frac{I_2 Z_C}{\frac{V_2}{Z_C}} = \frac{Z_C^2}{I_2}$$

$$V_2 = -I_2 Z_L$$

$$Z_e = - \frac{Z_c^2}{Z_L} \quad (3.24)$$

El N.I.I. está caracterizado por las matrices impedancia y cadena de la siguiente forma:

$$|Z| = \begin{pmatrix} 0 & Z_c \\ Z_c & 0 \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

$$|a| = \begin{pmatrix} 0 & +Z_c \\ +\frac{1}{-Z_c} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

Realización del N.I.I.

El inversor de impedancia negativa admite varios métodos de síntesis, los cuales se derivan de cuadrípolos estudiados anteriormente como son: las fuentes controladas y convertidores de impedancia negativa. Los más sencillos de realizarlos son:

- Dos fuentes controladas corriente-tensión conectados en paralelo-paralelo.
- Circuitos que contienen convertidores de impedancia negativa.

3.5.1a.- Dos fuentes controladas corriente-tensión conectados en paralelo-paralelo.

La conexión paralelo-paralelo indica que se debe partir de la descomposición de la matriz admitancia del N.I.I.

$$|Y| = \begin{bmatrix} 0 & Y_{c2} \\ Y_{c1} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$|Y| = \begin{bmatrix} 0 & Y_{c2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ Y_{c1} & 0 \end{bmatrix}$$

Las matrices obtenidas por descomposición de la matriz Y , son precisamente las que corresponden a dos fuentes controladas corriente-tensión.

La conexión paralelo-paralelo de los dos cuadripolos es:

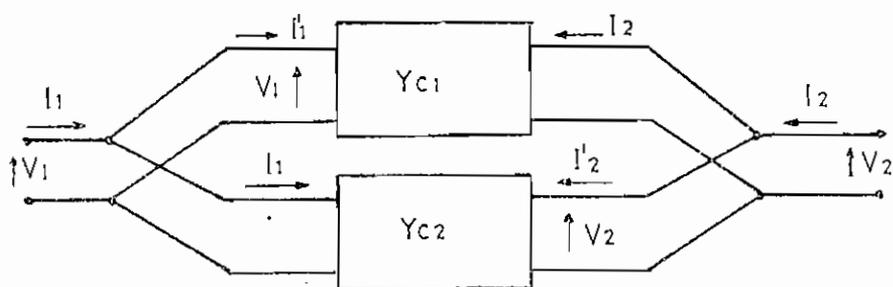


Fig. 3.29 N.I.I. con fuentes controladas corriente-tensión.

Los sentidos de corriente que entran a los cuadripolos se han tomado así, para cumplir las ecuaciones de las dos fuentes controladas que son:

$I_2 = Y_{c1} V_1$ ($I'_1 = I'_2 = 0$ porque la impedancia de entrada de la fuente controlada corriente-tensión es infinita)

$I_1 = Y_{c2} V_2$

Para dos fuentes controladas corriente-tensión idénticos:

$$Y_{c1} = Y_{c2}$$

La Fig. 3.30 indica al N.I.I. con amplificadores operacionales.

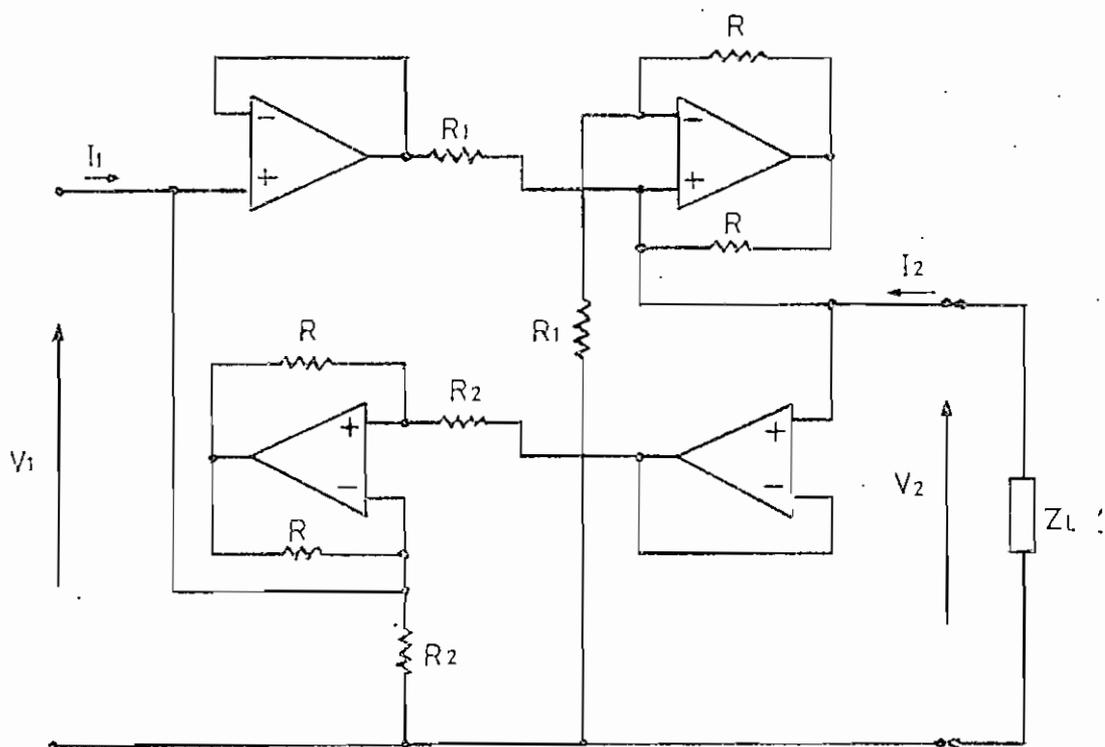


Fig. 3.30 Inversor de impedancia negativa.

3.5.1b N.I.I. con convertidores de impedancia negativa.

Existen varias maneras de realizar un N.I.I., todas ellas dadas por la forma de los cuádrupolos, cuyos circuitos son ya conocidos.

La Fig. 3.31 muestra a un conjunto de cuadripolos, los cuales tienen uno o dos convertidores de impedancia negativa.

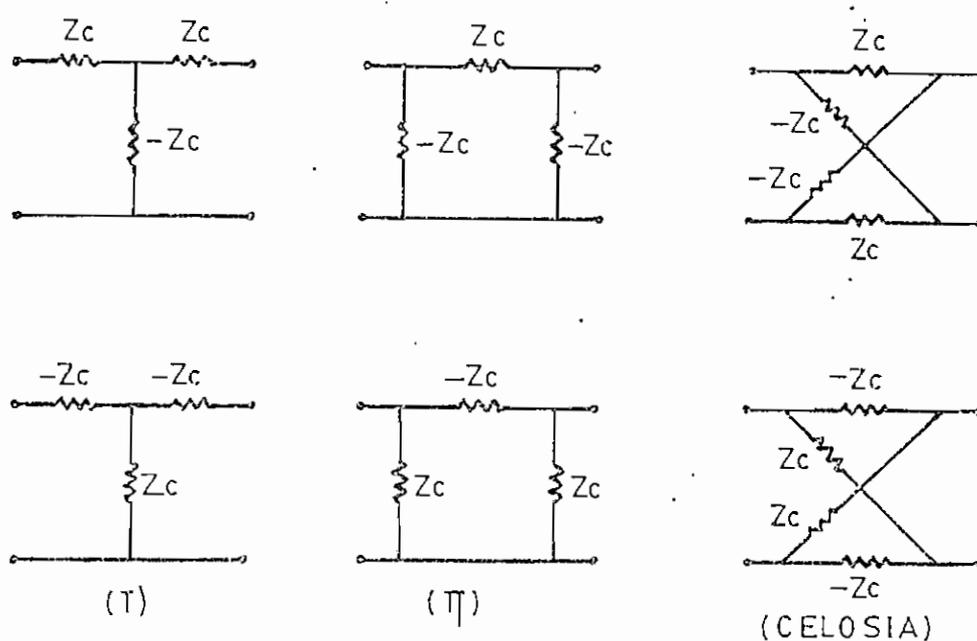


Fig. 3.31 Circuitos N.I.I.

De todos los cuadripolos expuestos con los más fáciles de obtener el N.I.I., son los que comprometen el menor número de resistencias negativas, es decir serán los cuadripolos en T y en π con un solo INIC.

Como ejemplo un circuito es:

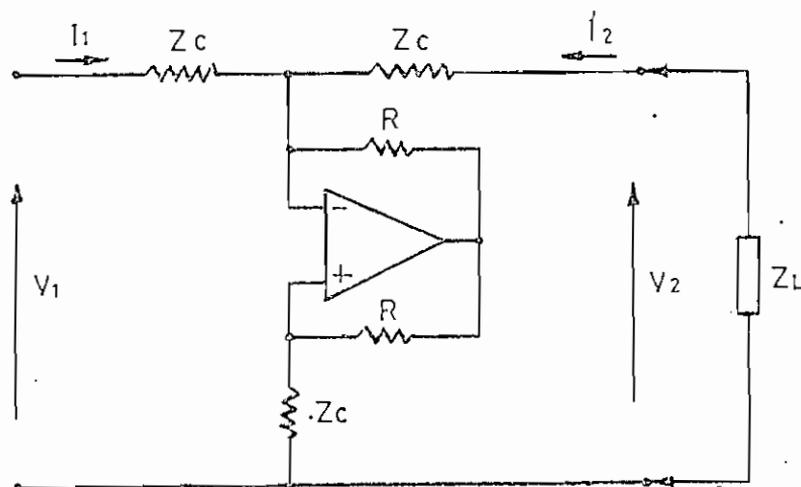


Fig. 3.32 Circuito T para obtener el N.I.I.

3.5.2 Aplicación del inversor de impedancia negativas.

El inversor de impedancia negativa al igual que el convertidor de impedancia negativa, son elementos básicos usados en la teoría de cuadripolos, es decir que por sus propias características son necesarios en conformaciones más complejas. De una manera directa el N.I.I. tiene su mayor aplicación para realizar el girador, puesto que presenta la misma forma de ecuaciones con la única diferencia del signo.

Por lo tanto todos los circuitos expuestos en la realización del N.I.I., son aplicables al girador con solo acoplar un N.I.C. para cambiar el signo negativo a positivo de su impedancia; por ejemplo:

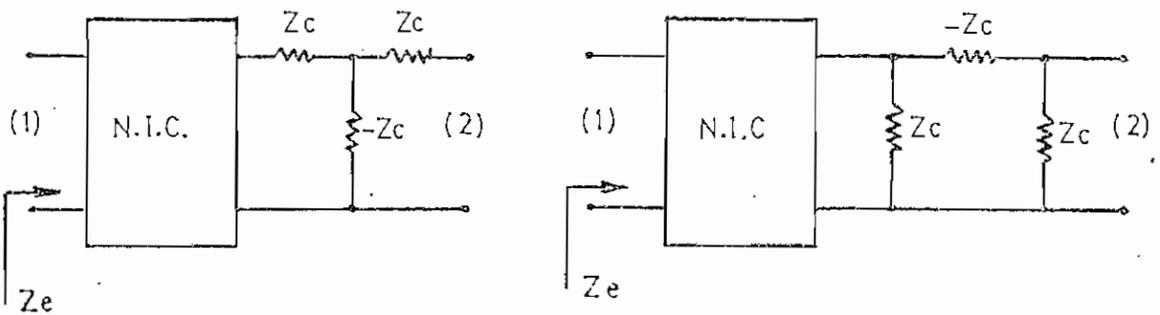


Fig. 3.33 Giradores con N.I.I.

Cuando los cuadripolos están con una carga Z_L , las impedancias de entrada tienen un valor de:

$$Z_e = -\frac{Z_c^2}{Z_L}$$

$$Z_e = \frac{Z_c^2}{Z_L}$$

3.6 INVERSOR: DE IMPEDANCIA POSITIVA O GIRADOR.

El inversor de impedancia positiva o girador es un elemento activo introducido por Tellegen en 1948 en la teoría de redes.

Existen varias maneras de realizar un girador, por ejemplo en el dominio de la hiperfrecuencia (frecuencia alta) se puede realizar con circuitos pasivos y a bajas frecuencias o sea desde corriente continua hasta algunos megahertzios, se precisa la realización del girador con el uso de redes activas.

3.6.1 Girador Ideal.

Definición.

El girador ideal está definido por las siguientes ecuaciones:

$$I_2 = \frac{V_1}{R_{gy}} \quad (3.28)$$

$$I_1 = \frac{V_2}{R_{gy}} \quad (3.29)$$

Su representación gráfica es la siguiente:

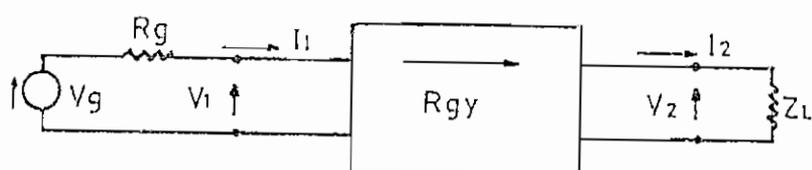


Fig. 3.34 Girador ideal

Los sentidos establecidos son los indicados, sin embargo la corriente de salida I_2 se dirige al cuadripolo.

El girador ideal es un elemento sin pérdidas; debido a que,

$$V_1 I_1 = V_2 I_2 \quad (3.30)$$

lo que significa que todos sus elementos deben ser reactivos, para no tener disipación de potencia en el circuito pasivo.

Simbología:

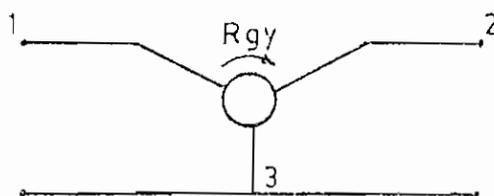


Fig. 3.35 Simbología del girador ideal

Las matrices características son:

$$|Z| = \begin{bmatrix} 0 & -Rgy \\ Rgy & 0 \end{bmatrix}$$

matriz impedancia
(3.31)

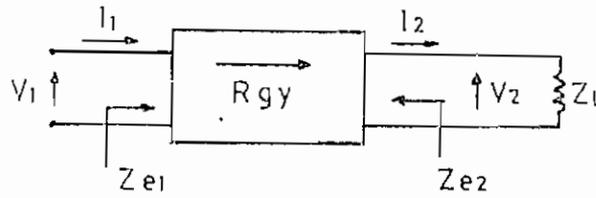
$$|Y| = \begin{bmatrix} 0 & -Ggy \\ Ggy & 0 \end{bmatrix}$$

matriz admitancia
(3.32)

$$|a| = \begin{bmatrix} 0 & Rgy \\ \frac{1}{Rgy} & 0 \end{bmatrix}$$

matriz cadena
(3.33)

- Cálculo de la impedancia de entrada (Z_{e1})



Por definición:

$$I_1 = \frac{V_2}{R_{gy}} \quad ; \quad I_2 = \frac{V_1}{R_{gy}}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{Z_L}$$

entonces:

$$\frac{V_1}{R_{gy}} = \frac{V_2}{Z_L}$$

pero

$$V_2 = I_1 \times R_{gy}$$

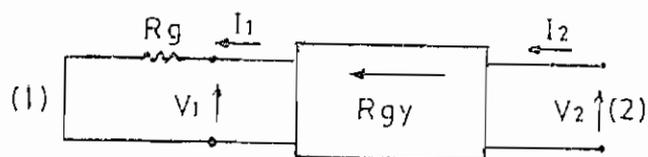
$$\frac{V_1}{R_{gy}} = \frac{I_1 \times R_{gy}}{Z_L}$$

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{R^2_{gy}}{Z_L}; \quad Z_{e1} = \frac{V_1}{I_1}$$

$$Z_{e1} = \frac{R^2_{gy}}{Z_L} \quad // \quad (3.34)$$

Esta ecuación nos indica realmente que la impedancia de carga aparece invertida a la entrada, justificándose así el nombre de inversor de impedancia.

- Cálculo de la impedancia de salida Z_{e2}



Condición:

- Existe una fuente en (2)
- $V_g = 0$

Calculando la impedancia Z_{e2} en forma similar a la anterior, teniendo que:

$$Z_{e2} = \frac{R^2 g y}{R_g}$$

Esto nos indica que el girador se comporta como un inversor de impedancia en ambos sentidos.

3.6.2 Girador perfecto.

El girador perfecto cumple con las siguientes ecuaciones:

$$I_1 = \frac{V_2}{R_g y_2} \quad (3.35)$$

$$I_2 = \frac{V_1}{R_g y_1} \quad (3.36)$$

En forma matricial se tiene:

$$|Z| = \begin{bmatrix} 0 & -Rgy_1 \\ Rgy_2 & 0 \end{bmatrix}$$

matriz impedancia
(3.37)

$$|Y| = \begin{bmatrix} 0 & -Ggy_1 \\ Ggy_2 & 0 \end{bmatrix}$$

matriz admitancia
(3.38)

$$|a| = \begin{bmatrix} 0 & Rgy_1 \\ \frac{1}{Rgy_2} & 0 \end{bmatrix}$$

matriz cadena.
(3.39)

Simbología:

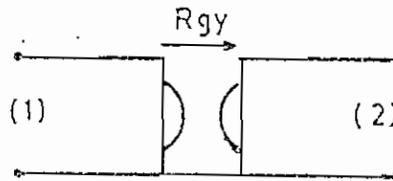


Fig. 3.36 Girador perfecto.

Se tiene que

$$Rgy_1 \neq Rgy_2$$

entonces:

$$V_1 I_1 \neq V_2 I_2 \quad (3.40)$$

La ecuación (3.40) indica que la energía no se mantiene igual en un girador perfecto.

- Cálculo de Z_{e1}

$$Z_{e1} = \frac{V_1}{I_1}$$

$$V_1 = I_2 Rgy_1$$

$$I_1 = \frac{V_2}{Rgy_2}$$

$$Z_{e1} = \frac{I_2 \times Rgy_1}{\frac{V_2}{Rgy_2}} = \frac{I_2 \times Rgy_1 \times Rgy_2}{V_2}$$

$$Z_{e1} = \frac{Rgy_1 \times Rgy_2}{\frac{V_2}{I_2}} ; \quad Z_L = \frac{V_2}{I_2}$$

$$Z_{e1} = \frac{Rgy_1 \times Rgy_2}{Z_L}$$

$$Z_{e1} = \frac{Rgy}{Z_L} \quad // \quad (3.41)$$

con
$$Rgy = \sqrt{Rgy_1 \times Rgy_2}$$

3.6.3. Girador imperfecto o real.

Un girador real presenta imperfecciones. La matriz impedancia es la siguiente:

$$|Z| = \begin{bmatrix} Z_{11} & -Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Con:

$$\begin{aligned} Z_{11} &\neq 0, \\ Z_{22} &\neq 0, \text{ y} \\ Z_{12} &= Z_{21} \text{ ó } Z_{12} \neq Z_{21} \end{aligned}$$

De acuerdo con esto el análisis para los dos casos es:

a) $Z_{12} = Z_{21}$

Si el girador trabaja a bajas frecuencias, la matriz Z con tiene sólo términos reales.

$$|Z| = \begin{bmatrix} r_{11} & -Rgy \\ Rgy & r_{22} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

$$|Z| = \begin{bmatrix} r_{11} & 0 \\ 0 & r_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -Rgy \\ Rgy & 0 \end{bmatrix}$$

red pasiva

girador ideal

De acuerdo a esta descomposición, por suma de matrices, se puede representar al girador real de la siguiente manera:

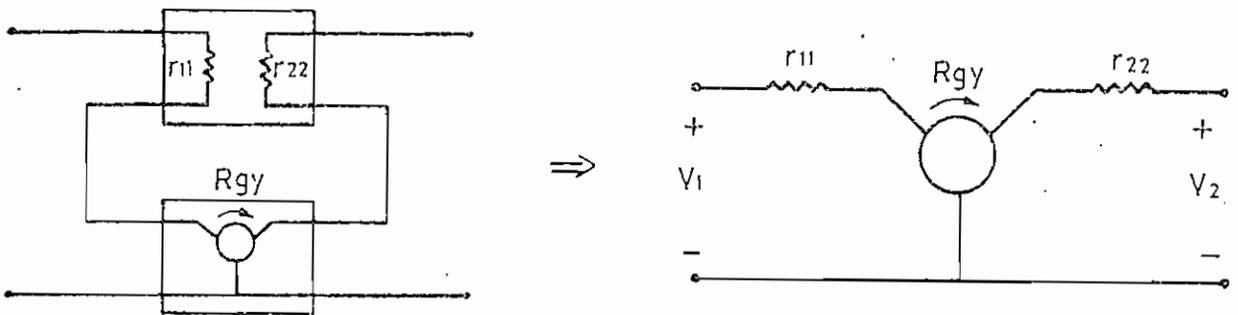


Fig. 3.37 Girador real para $Z_{12} = Z_{21}$

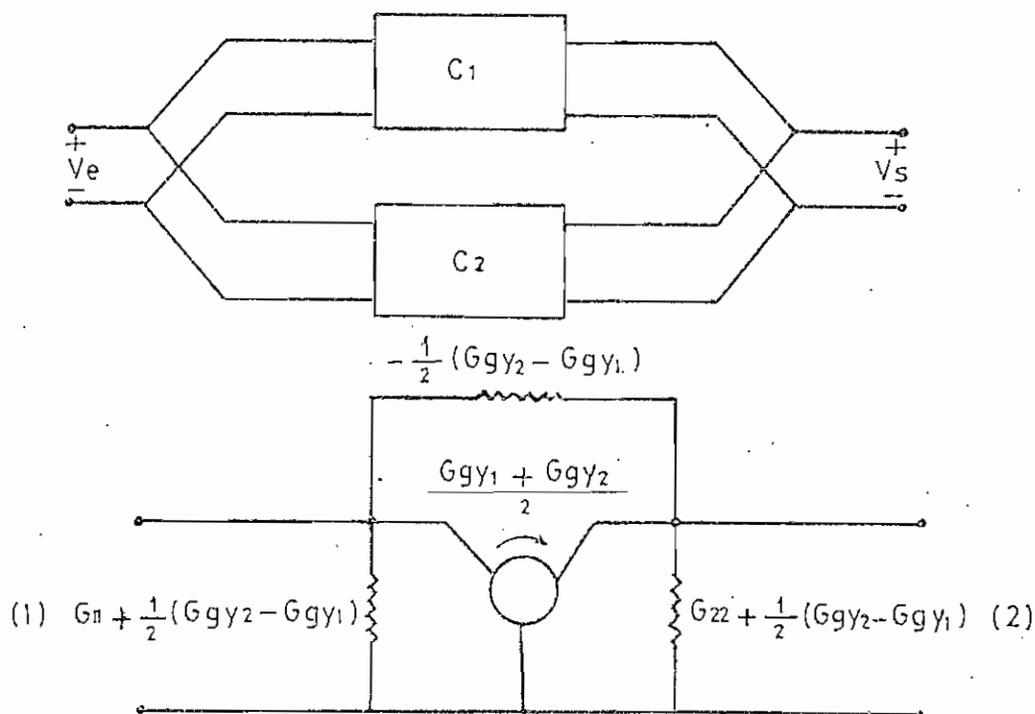
b) $Z_{12} \neq Z_{21}$ $Rgy_1 \neq Rgy_2$

$$|Z| = \begin{bmatrix} r_{11} & -Rgy_1 \\ Rgy_2 & r_{22} \end{bmatrix}, \quad |Y| = \begin{bmatrix} G_{11} & -Ggy_1 \\ Ggy_2 & G_{22} \end{bmatrix}$$

(3.44)

(3.45)

Basándose en la matriz Y , y por partición de la misma se obtiene:

Fig. 3.38 Girador real para $Z_{12} \neq Z_{21}$

3.6.4. Girador Generalizado.

Un generador generalizado está compuesto por elementos complejos, es decir ya no será solo con resistencias, sino que también con inductores y capacitores; por lo tanto su diseño implica un análisis minucioso, en tanto que sus aplicaciones tienen que ser especificadas.

3.6.5. Realización del girador.

La realización del girador se base en las ecuaciones matriciales que presenta el girador teóricamente perfecto descrito anteriormente y se proponen diversas alternativas basadas en el amplificador operacional de tensión.

Los métodos son:

- Conexión paralelo-paralelo de dos fuentes controlados $I = f(v)$;
- Conexión serie-serie de dos fuentes controlados $V = f(I)$;
- Asociación de una fuente de corriente con un circuito con vertidor de impedancia negativa (N.I.C);
- Conexión en cascada de un N.I.C. con un inversor de impe dancia negativa (N.I.I.);
- Conexión de dos N.I.C.

3.6.5a Girador por conexión paralelo-paralelo de fuentes - controladas corriente-tensión.

Como se trata de una conexión paralelo-paralelo, se debe con siderar la descomposición de la matriz de admitancias del girador; esto es:

$$|Y| = \begin{bmatrix} 0 & -Ggy_1 \\ Ggy_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$|Y| = \begin{bmatrix} 0 & -Ggy_1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ Ggy_2 & 0 \end{bmatrix}$$

Las matrices obtenidas corresponden a dos fuentes controla das corriente-tensión que ya han sido examinadas anterior mente. La forma de conexión será:

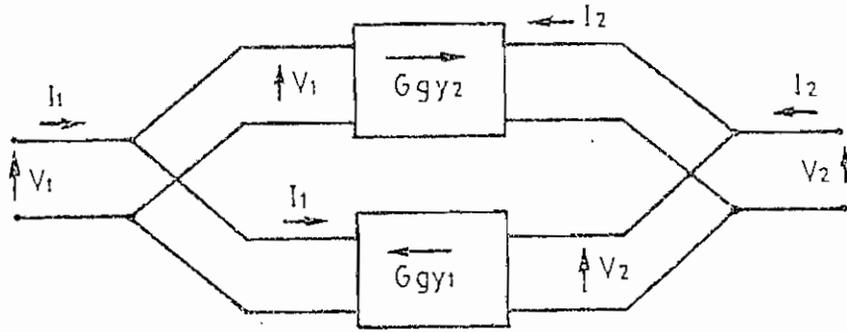


Fig. 3.39 Diagrama circuital del girador.

La Fig. 3.40 indica a el girador con amplificadores operacionales.

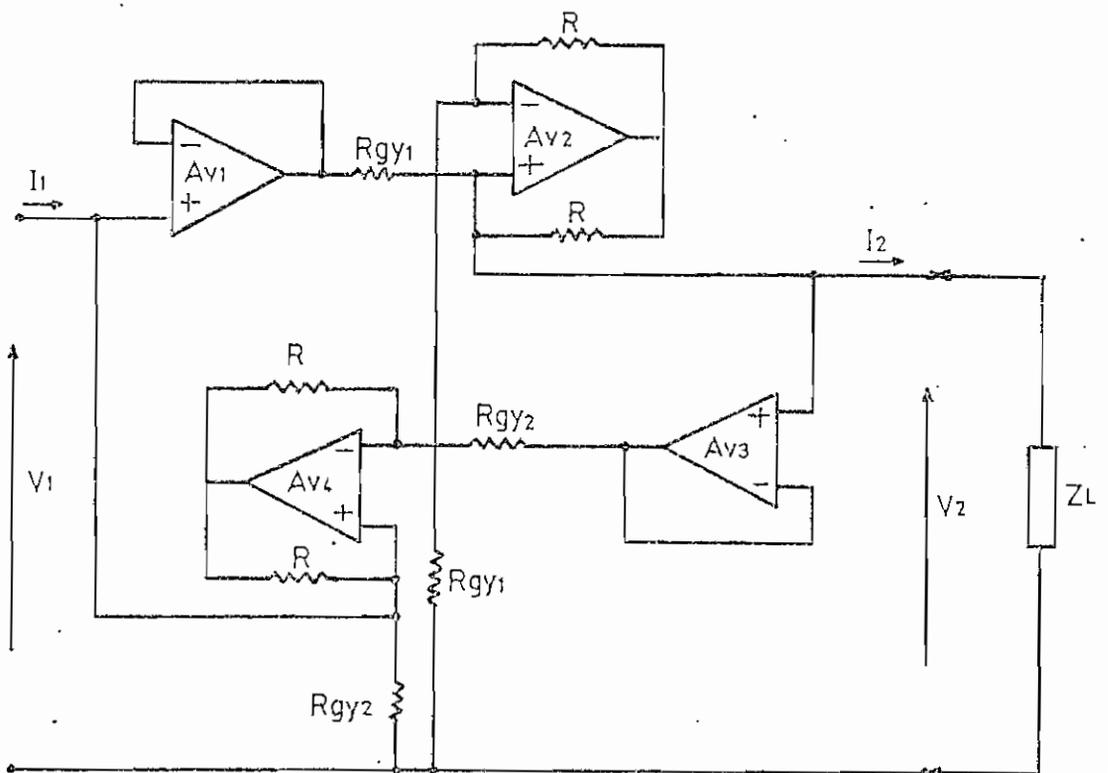


Fig. 3.40 Girador con fuentes controladas corriente-tensión

3.6.5b Girador por conexión serie-serie de fuentes controladas tensión-corriente.

Para la construcción de este girador es necesario partir

de la matriz de impedancias del girador, esto es:

$$|Z| = \begin{bmatrix} 0 & -R_{gy1} \\ R_{gy2} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$|Z| = \begin{bmatrix} 0 & -R_{gy1} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ R_{gy2} & 0 \end{bmatrix}$$

Las matrices obtenidas equivalen a dos fuentes controladas tensión-corriente conectadas en serie-serie. En forma gráfica se tiene:

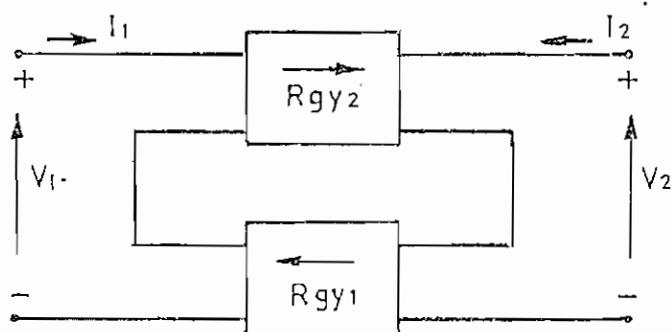


Fig. 3.41 Diagrama circuital del girador.

Debido a que se necesitan los dos sentidos de R_{gy} indicados, se debe utilizar las fuentes controladas tensión-corriente para una constante K positiva y negativa, esto es:

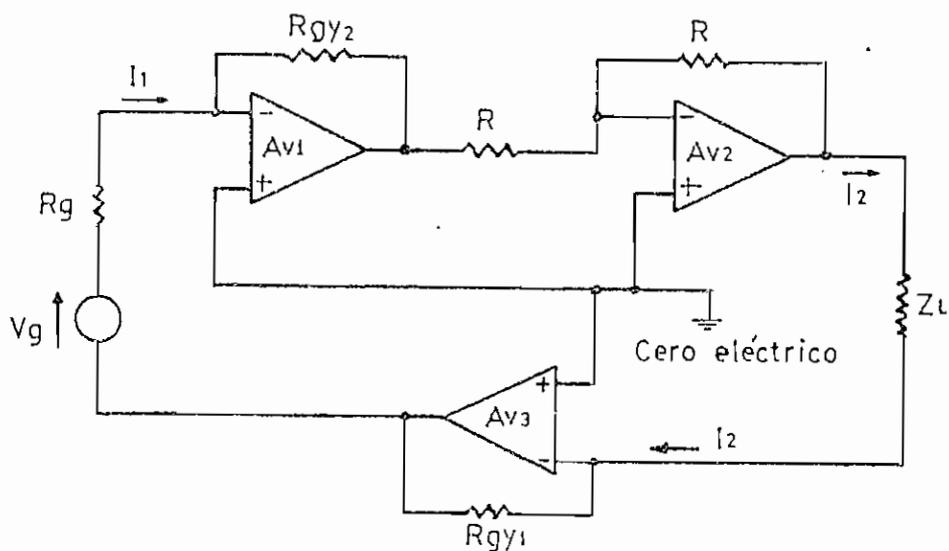


Fig. 3.42 Girador con fuentes controladas tensión corriente

Como se puede observar en el circuito de la fig. 3.42, no se tiene una tierra común para la fuente V_g , la carga Z_L y los amplificadores; teniendo entonces flotante la fuente y la carga.

Se puede eliminar este problema mediante el circuito siguiente:

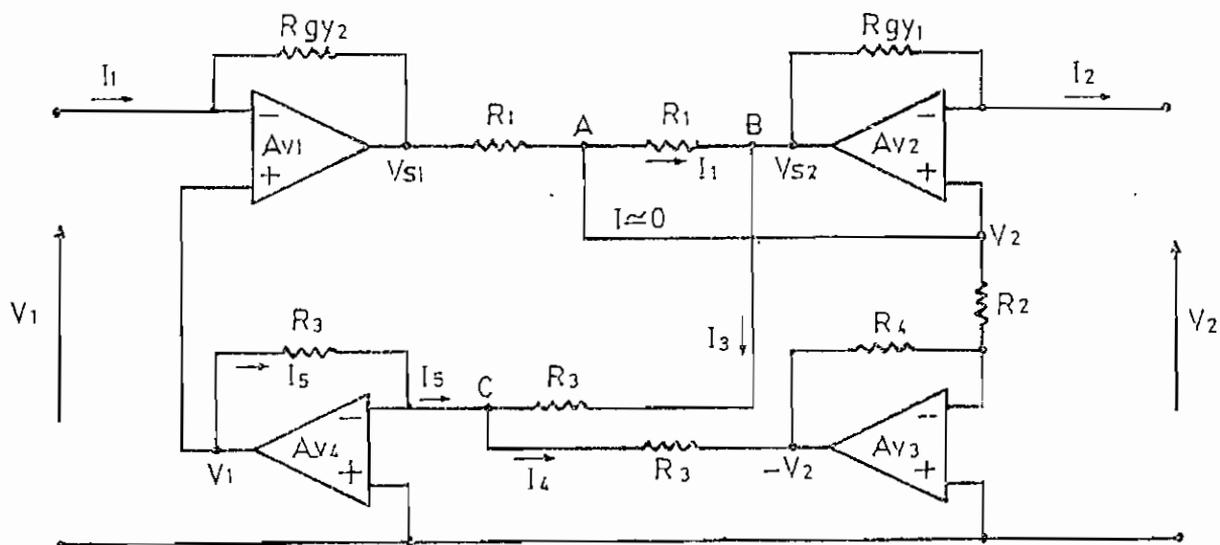


Fig. 3.43 Girador

Condición:

$$R_2 \gg R_1$$

$$R_4 = R_2$$

Demostración:

$$\text{Si } R_2 \gg R_1 \Rightarrow I \approx 0$$

$$V_{s_1} = V_1 - I_1 R_{gy_2}$$

(nodo B)

$$V_{s_2} = I_2 R_{gy_1} + V_2$$

En el nodo A se tiene un voltaje V_2 dado por las siguientes ecuaciones:

$$V_2 = V_1 - I_1 R_{gy_2} - I_1 R_1$$

$$V_2 = I_1 R_1 + V_{s_2} = I_1 R_1 + I_2 R_{gy_1} + V_2$$

Sumando las dos ecuaciones se tiene:

$$2V_2 = V_1 - I_1 R_{gy_2} - I_1 R_1 + I_1 R_1 + I_2 R_{gy_1} + V_2$$

$$V_2 = V_1 - I_1 R_{gy_2} + I_2 R_{gy_1} \quad (1)$$

En el nodo C se cumple:

$$I_5 + I_3 = I_4$$

El punto C por tener masa virtual en Av_4 se considera como tierra.

$$\frac{V_1}{R_3} + \frac{V_{s_2}}{R_3} = \frac{0 - (-V_2)}{R_3}$$

$$V_1 + V_{s_2} = V_2$$

$$V_1 + I_2 R_{gy_1} + V_2 = V_2$$

$$V_1 = -I_2 R_{gy_1} \text{ (ecuación del girador)}$$

reemplazando V_1 en la ecuación (1) se tiene,

$$V_2 = -I_2 R_{gy_1} - I_1 R_{gy_2} + I_2 R_{gy_1}$$

$$V_2 = -I_1 R_{gy_2} \text{ (ecuación del girador)}$$

Con las dos ecuaciones obtenidas del girador, se demuestra que el circuito propuesto cumple con las características propias del mismo.

3.6.5c Girador con fuente de corriente y N.I.C.

Se puede analizar en primer lugar que características presenta la fuente de corriente, para luego ver la posibilidad de agregar el N.I.C. y llegar a la solución del girador.

Partiendo del circuito de la fuente de corriente se tiene:

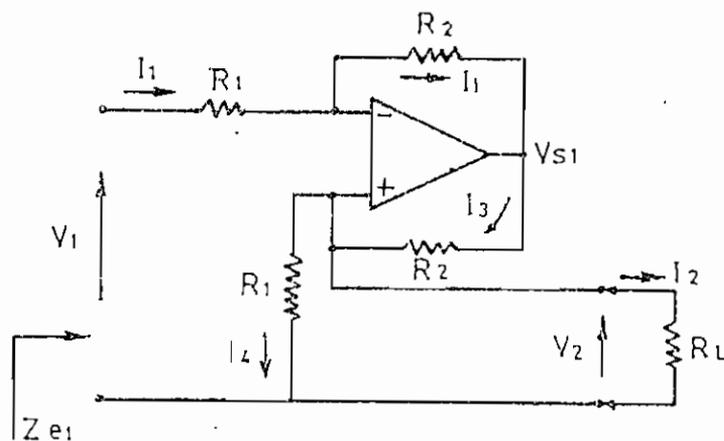


Fig. 3.44 Fuente de corriente

La impedancia de entrada Z_{e1} que presenta el circuito se obtiene de la siguiente manera:

$$Z_{e1} = \frac{V_1}{I_1}$$

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{R_1} \quad (A)$$

$$V_2 = I_2 R_L$$

$$I_2 = I_3 - I_4$$

$$I_2 = \frac{V_{S1} - V_2}{R_2} - \frac{V_2}{R_1} \quad (B)$$

$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{R_1} = \frac{V_2 - V_{S1}}{R_2}$$

$$V_{S1} = V_2 + \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$$

reemplazando V_{S1} en la ecuación (B), se tiene:

$$I_2 = \frac{V_2 + \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1) - V_2}{R_2} = \frac{V_2}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{V_2}{R_1} - \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_2}{R_1}$$

$$I_2 = -\frac{V_1}{R_1}$$

entonces:

$$V_2 = -\frac{V_1 R_L}{R_1}$$

reemplazando V_2 en la ecuación (A), se tiene:

$$I_1 = \frac{V_1 - \left(-\frac{V_1 R_L}{R_1}\right)}{R_1}$$

$$I_1 = \frac{V_1 \left(1 + \frac{R_L}{R_1}\right)}{R_1}$$

$$I_1 = V_1 \left(\frac{R_1 + R_L}{R_1^2}\right)$$

ahora,

$$Z_{e1} = \frac{V_1}{I_1}$$

$$Z_{e1} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{R_L}{R_1^2}}$$

$$\frac{1}{Z_{e1}} = \frac{1}{R_1} + \frac{R_L}{R_1^2} \quad (3.46)$$

Analizando la ecuación (3.46) se observa que lo que interere

za es el término $\frac{R_L}{R_1^2}$, debido a que tiene la misma forma de la admitancia de entrada del girador; en consecuencia lo que falta es eliminar el término R_1 , lo cual es factible, utilizando un convertidor de impedancia negativa de valor $-R_1$.

Lo explicado se logra mediante el siguiente circuito:

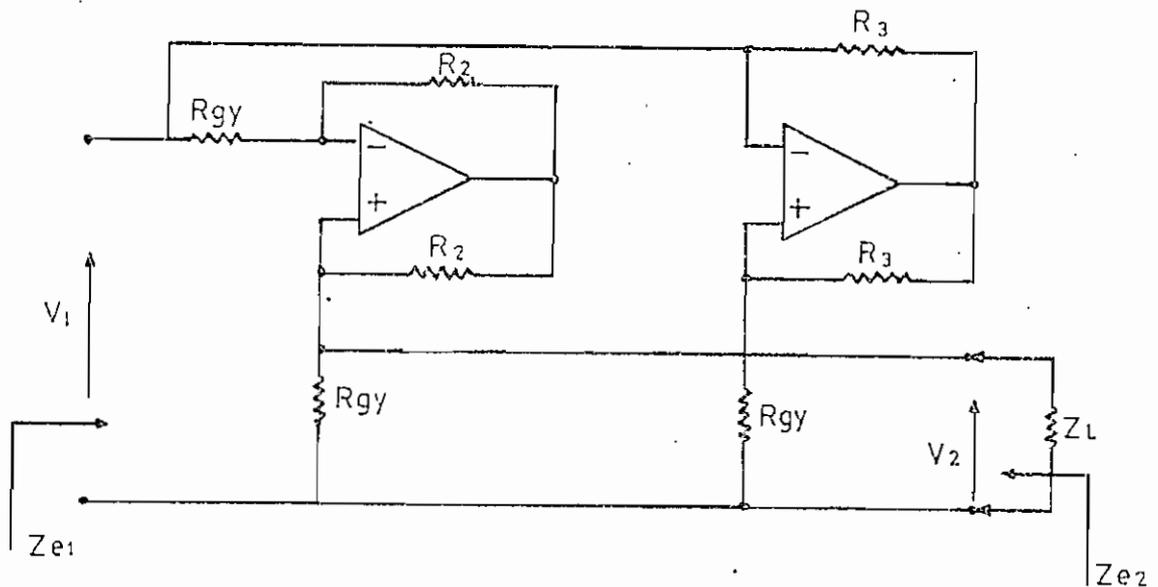


Fig. 3.45 Girador con fuente de corriente y N.I.C

La fig. 3.45 indica que se a incluido una resistencia de valor $-R_1 = -R_{gy}$ en paralelo al circuito de la fuente de corriente (fig.3.44), y lo que se tendría como impedancia de entrada para el nuevo conjunto será:

$$\frac{1}{Z_{e1}} = \frac{1}{R_{gy}} + \frac{Z_L}{R_{gy}^2} - \frac{1}{R_{gy}}$$

$$\frac{1}{Z_{e1}} = \frac{Z_L}{R_g y}$$

$$Z_{e1} = \frac{R_g^2 y}{Z_L}$$

que es la ecuación del girador.

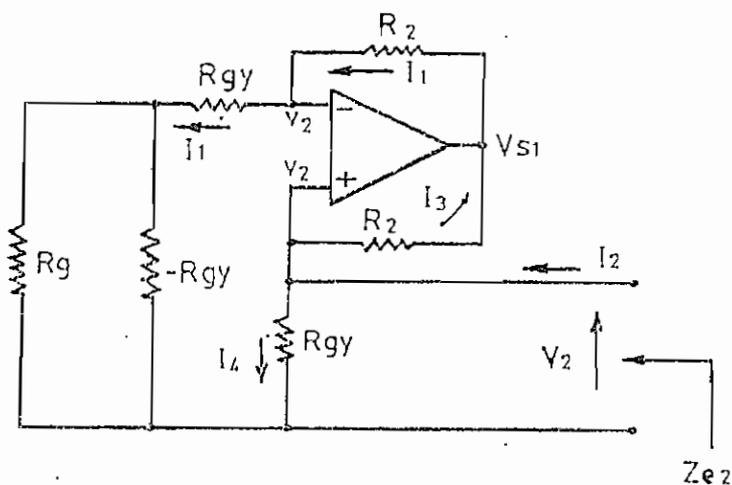
Adicionalmente se debe probar que la impedancia de salida Z_{e2} que presenta el circuito, es de la misma forma que la impedancia de entrada Z_{e1} , es decir:

$$Z_{e2} = \frac{R_g^2 y}{R_g}$$

con $V_g = 0$ (voltaje de la fuente)

R_g resistencia interna de la fuente

La impedancia Z_{e2} se obtiene de la siguiente manera:



$$Z_{e2} = \frac{V_2}{I_2}$$

$$I_1 = \frac{V_2}{R_{gy} - \frac{R_g R_{gy}}{R_g - R_{gy}}} = \frac{V_{s_1} - V_2}{R_2}$$

$$V_2 + V_2 \left(\frac{R_g - R_{gy}}{R_g R_{gy} - R_{gy}^2 - R_{gy} R_g} \right) R_2 = V_{s_1}$$

$$V_2 - V_2 \left(\frac{R_g - R_{gy}}{R_{gy}^2} \right) R_2 = V_{s_1}$$

$$I_2 = I_3 + I_4$$

$$I_2 = \frac{V_2 - V_{s_1}}{R_2} + \frac{V_2}{R_{gy}}$$

reemplazando V_{s_1} se tiene:

$$I_2 = \frac{V_2 - V_2 + V_2 \left(\frac{R_g - R_{gy}}{R_{gy}^2} \right) R_2}{R_2} + \frac{V_2}{R_{gy}}$$

$$I_2 = V_2 \left(\frac{R_g - R_{gy}}{R_{gy}^2} + \frac{1}{R_{gy}} \right)$$

$$I_2 = V_2 \left(\frac{R_g - R_{gy} + R_{gy}}{R_{gy}^2} \right)$$

$$I_2 = V_2 \frac{R_g}{R_{gy}^2}$$

$$Z_{e_2} = \frac{V_2}{I_2} \quad Z_{e_2} = \frac{R_{gy}^2}{R_g} //$$

Con lo que se demuestra que el circuito funciona como girador ideal.

3.6.5d Girador con un N.I.C. y un inversor de impedancia negativa (N.I.I.).

Tomando en cuenta el funcionamiento de las dos redes activas, es decir del N.I.C. y del N.I.I., se puede obtener fácilmente un girador. Luego combinando las dos cosas se tiene:

$$\text{N.I.I.} \quad Z_{e_1} = \frac{-R_c^2}{Z_L}$$

$$\text{I.N.I.C.} \quad Z_{e_1} = -Z_L \quad (K_{ni} = -1)$$

Si se tiene una carga para el I.N.I.C de valor $-\frac{R_c^2}{Z_L}$, se puede obtener

$$Z_{e_1} = \frac{R_c^2}{Z_L}$$

siendo ésta precisamente la impedancia de entrada de un girador con $R_c=R_{gy}$

De esta manera se puede construir un girador, asociando en cascada un N.I.C con un N.I.I; en efecto, las matrices cadena permiten desarrollar lo siguiente:

$$\begin{pmatrix} 0 & R_{gy_1} \\ \frac{1}{R_{gy_2}} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -R_c \\ \frac{1}{R_c} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & K_{ni} \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

girador N.I.I. N.I.C.

donde:

$$Rgy_1 = -Kni R_c$$

$$Rgy_2 = R_c$$

Si $Rgy_1 = Rgy_2 \Rightarrow Kni = -1$ (caso particular)

Por tanto la forma circuital del girador es:

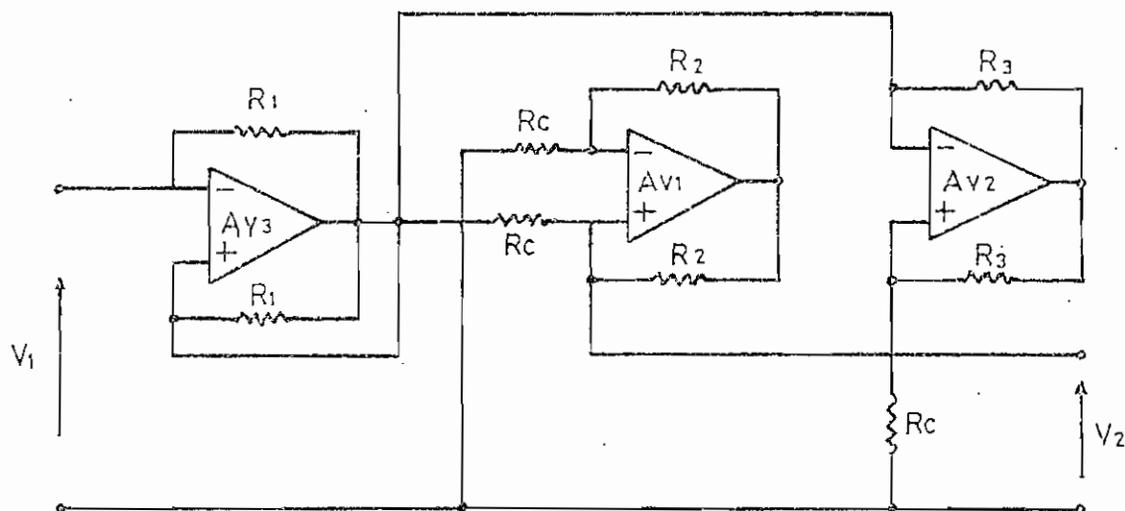


Fig. 3.46 Girador con N.I.C y N.I.I.

3.6.5e Girador con dos N.I.C.

Para poder asociar dos N.I.C y obtener un circuito que corresponda a un girador, es necesario basarse en un esquema simple que pueda dar estas condiciones, por ejemplo:

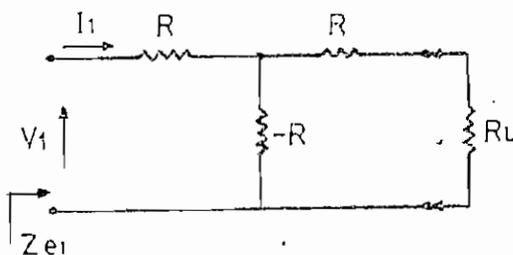


Fig. 3.47 Circuito base para obtener el girador

- Cálculo de Z_{e1}

$$Z_{e1} = \frac{(R+R_L)(-R)}{R+R_L-R} + R$$

$$Z_{e1} = \frac{-R^2 - RR_L}{R_L} + R$$

$$Z_{e1} = \frac{-R^2 - RR_L + RR_L}{R_L}$$

$$Z_{e1} = -\frac{R^2}{R_L}$$

Observando la impedancia de entrada se puede concluir que se trata de un N.I.I., para lo cual es necesario suprimir el signo menos y se obtendrá la impedancia que presenta un girador, esto es con la ayuda de un segundo N.I.C.

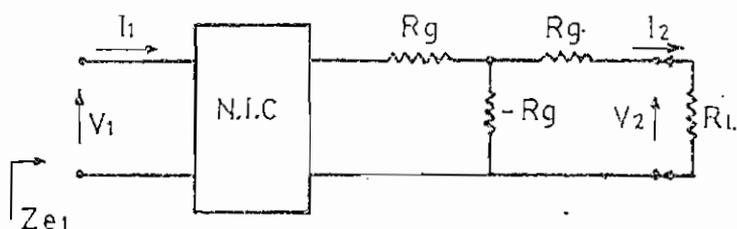


Fig. 3.48 Girador con 2 N.I.C.s

Ahora la impedancia Z_{e1} será:

$$Z_{e1} = \frac{R_g^2}{R_L}$$

La Fig. 3.49 indica el esquema circuital con amplificadores operacionales del girador.

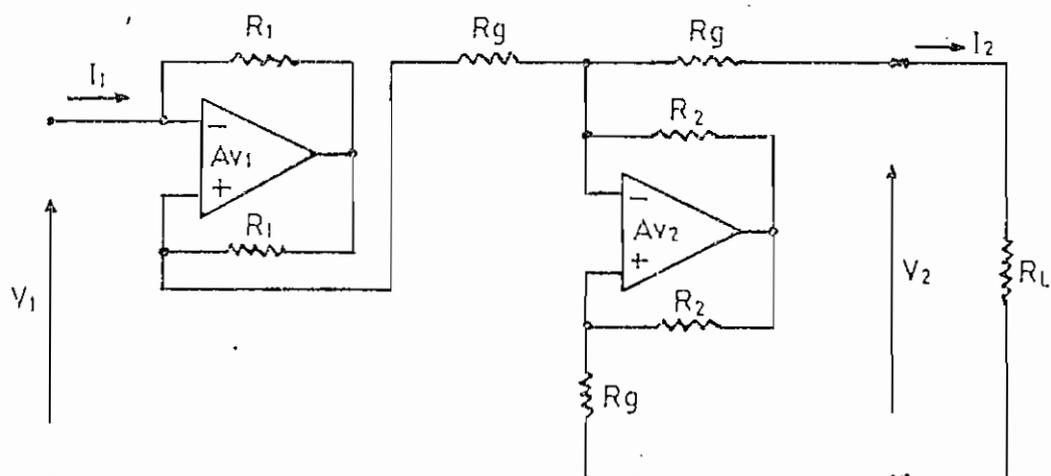


Fig. 3.49 Girador con estructura T

Como se observa en la fig. 3.48, se puede reemplazar el esquema en T por otro equivalente en π . La Fig. 3.50 indica gráficamente lo mencionado.

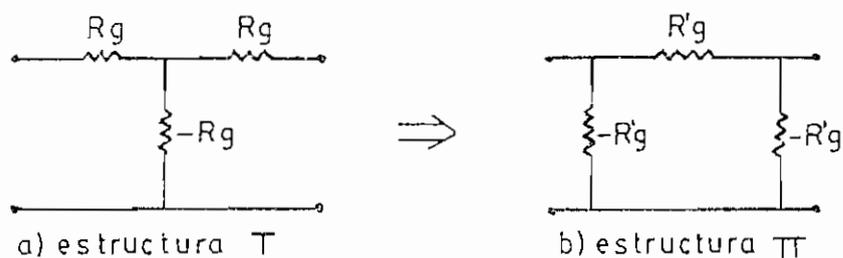


Fig. 3.50 Circuitos equivalentes

Pero lo que se aumenta al realizar en estructura π , es un N.I.C.; implicando de esta manera una mayor inestabilidad en el circuito. La forma circuital del girador en forma π será la siguiente:

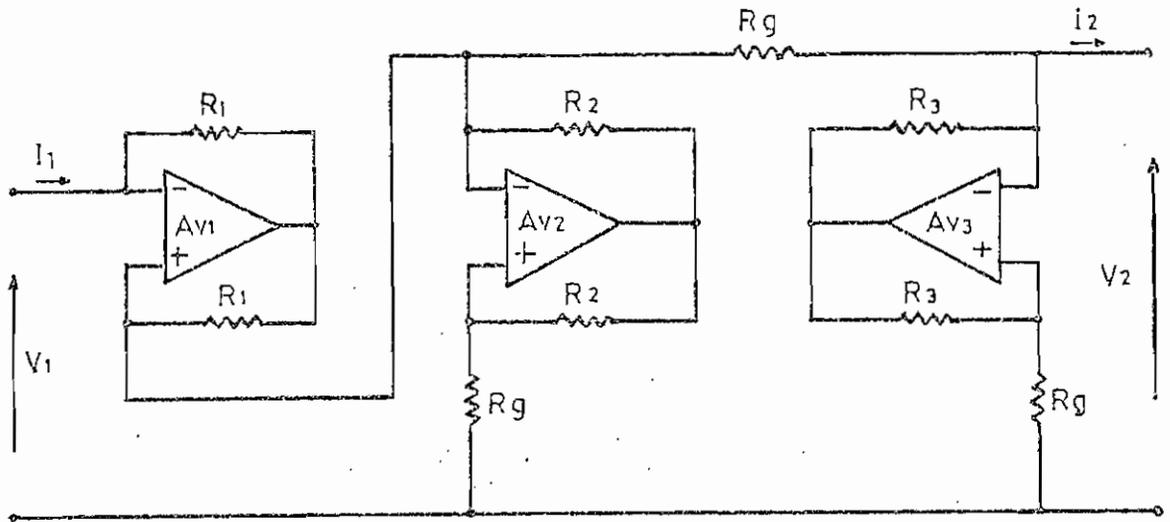


Fig. 3.51 Girador con estructura π

3.6. Aplicaciones del girador.

El girador ha tenido varias aplicaciones de acuerdo a la evolución tecnológica.

Las aplicaciones clásicas son las siguientes:

- Transformación de tensión y de corriente.- Se puede lograr obtener una transformación de una fuente ideal de corriente en una fuente ideal de tensión cuando se le aplica al girador, como carga, una fuente de corriente (prescindiendo de su impedancia interna), esto es:

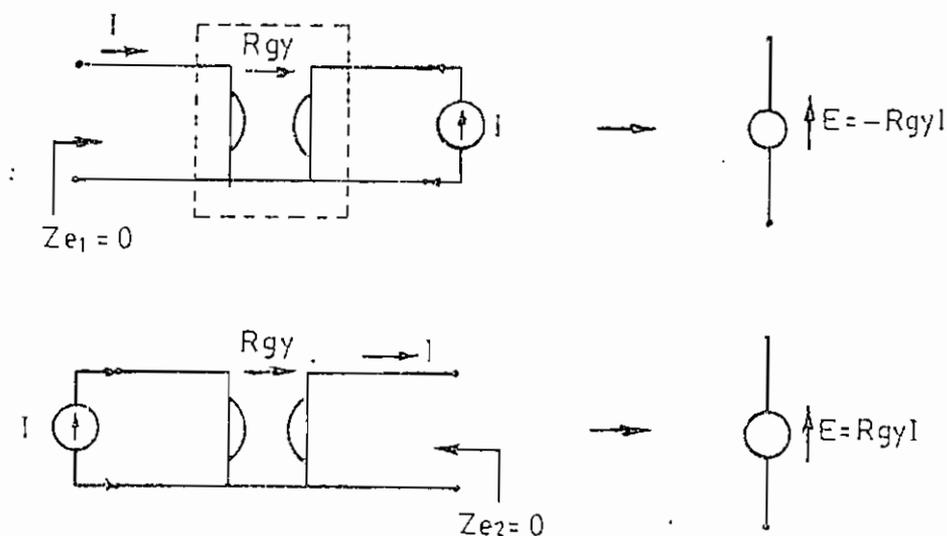


Fig. 3.52 Transformación de una fuente ideal de corriente en una fuente ideal de tensión.

Análogamente para obtener una fuente ideal de corriente, tenemos que aplicar a los extremos del girador una fuente de voltaje (sin considerar su impedancia interna) esto es:

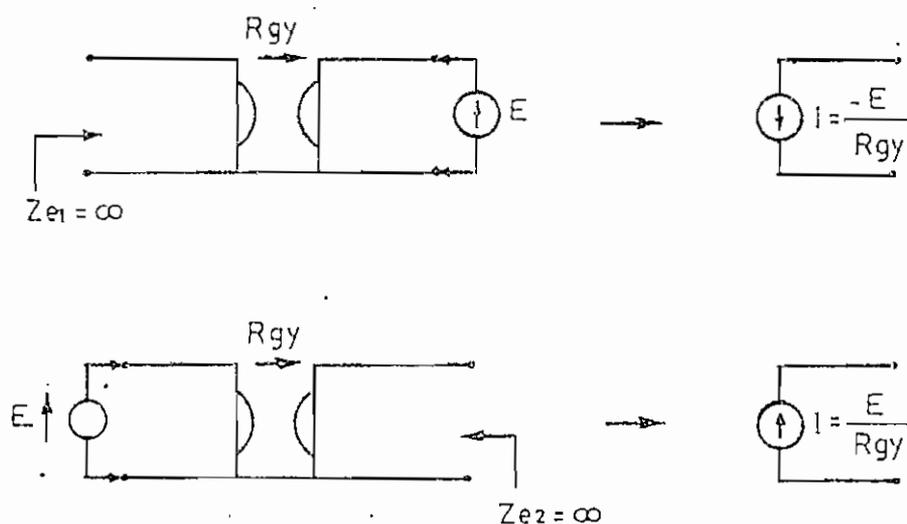


Fig. 3.53 Transformación de una fuente de tensión en una fuente ideal de corriente.

- Transformación de impedancias.

a) Simulación de una autoinducción en serie.-

Para lograr la simulación propuesta, se debe basar en el siguiente circuito:

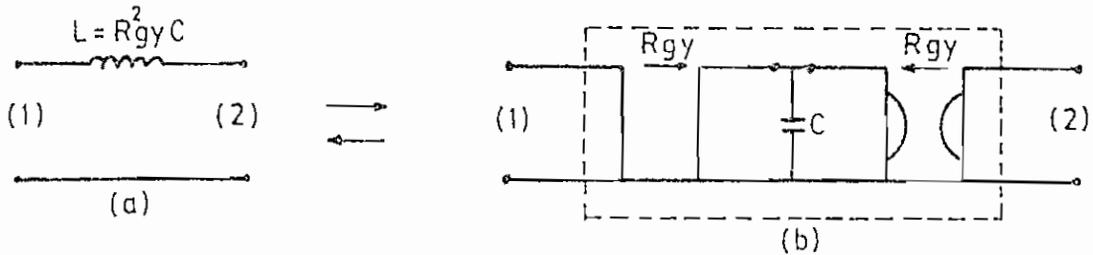


Fig. 3.54 Simulación de una autoinducción en serie con giradores.

donde L , es el valor de la autoinducción serie formada internamente en el cuadripolo.

Para mantener la autoinducción serie vista de cualquier par de terminales, es suficiente cortocircuitar la entrada o salida del esquema de la fig. 3.54b y obtener así la simulación deseada.

b) Simulación de una autoinducción en paralelo.

b.1) Se obtiene dicha simulación de una manera fácil por el circuito de la fig. 3.55.

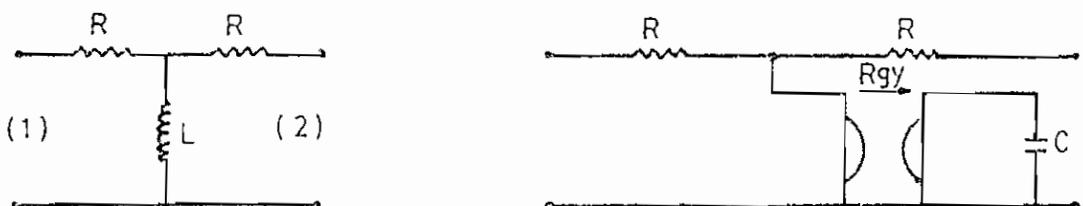


Fig. 3.55 Simulación de una autoinducción en paralelo .

$$L = Rgy^2 C$$

b.2) Es posible simular una autoinducción en paralelo mediante dos giradores y una capacidad serie intercalada, dejando en circuito abierto el terminal de entrada o salida.

Se trata de un método poco económico pero utilizado para simular estructuras en T o en π con autoinducciones.

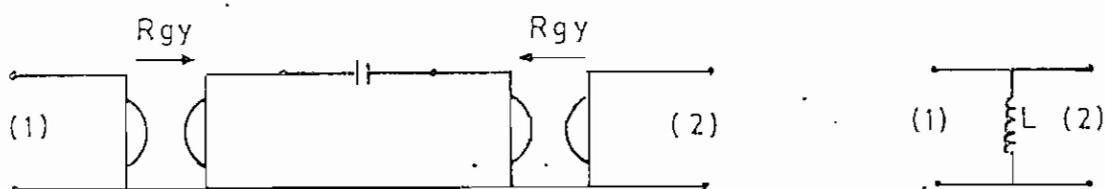


Fig. 3.56 Simulación de una autoinducción en paralelo.

c) Simulación de una capacidad serie.- De la misma manera que se obtuvo una autoinducción serie, se puede simular una capacitancia serie cambiando C por L en el circuito de la fig.3.54, con la ayuda de un nuevo girador.

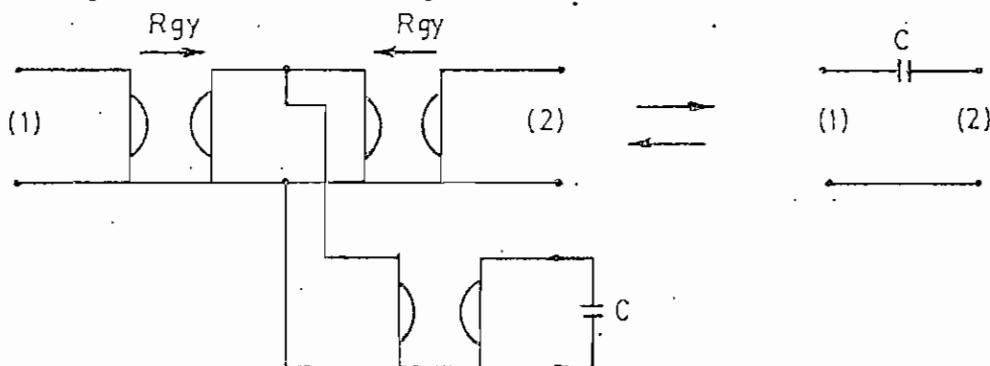


Fig. 3.57 Simulación de una capacidad serie

d) Simulación de una red en T con autoinducciones.- La fig.

3.58 -

representa una red en T con autoinducciones. Es necesario demostrar que los dos circuitos son equivalentes para cortocircuito y circuito abierto de uno de los terminales.

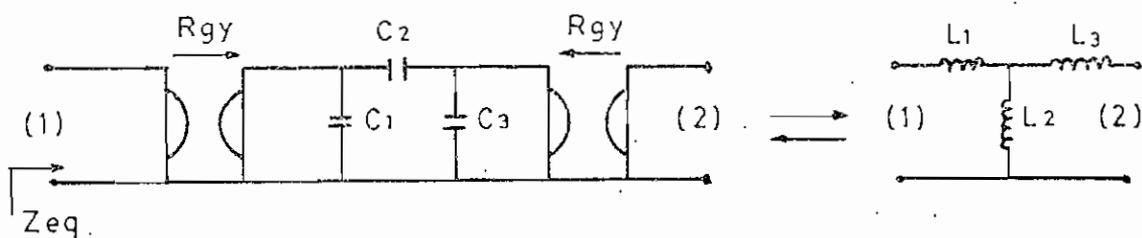


Fig. 3.58 Simulación de una red en T con autoinducciones.

1) Al cortocircuitar el terminal (2) se tiene $C_1 \parallel (C_2 + C_3)$

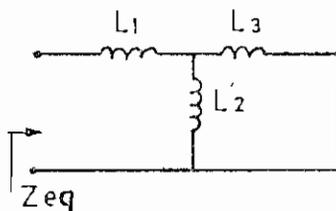
$$Z_{eq} = \frac{Rgy^2}{\frac{Xc_1(Xc_2+Xc_3)}{Xc_1+Xc_2+Xc_3}} ; Xc = \frac{1}{j\omega C}$$

$$Z_{eq} = \frac{Rgy^2}{\frac{\frac{1}{j\omega C_1} \left(\frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_3} \right)}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_3}}}$$

$$Z_{eq} = \frac{Rgy^2 (j\omega)}{\frac{\frac{1}{C_1} (C_2 + C_3)}{\frac{C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3}{C_1 C_2 C_3}}}$$

$$Z_{eq} = j\omega Rgy^2 \frac{C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3}{C_2 + C_3}$$

Realizando lo mismo para la inductancia se tiene:



$$Z_{eq} = L_1 + \frac{L_2 L_3}{L_2 + L_3}$$

$$Z_{eq} = \frac{L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3}{L_2 + L_3}$$

Por lo tanto al comparar las dos impedancias Z_{eq} se observa que los dos circuitos son equivalentes, de la siguiente manera:

$$L_1 = Rg^2 C_1$$

$$L_2 = Rg^2 C_2$$

$$L_3 = Rg^2 C_3$$

2) Al tener un circuito abierto en el terminal (2) se tiene:

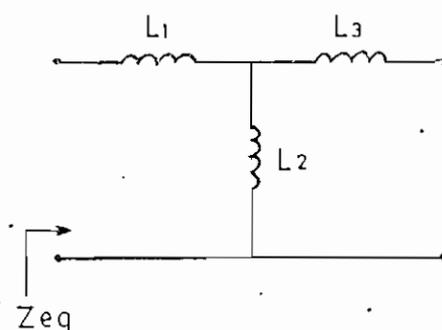
$$Z_{eq} = \frac{Rg^2}{\frac{X_{C1} X_{C2}}{X_{C1} + X_{C2}}}$$

$$Z_{eq} = \frac{Rg^2}{\frac{1}{j\omega C_1} * \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_1}}$$

$$Z_{eq} = \frac{j\omega Rg^2}{\frac{C_1 C_2}{C_1 C_2 (C_1 + C_2)}}$$

$$Z_{eq} = j\omega Rg^2 (C_1 + C_2)$$

Para el caso de la inductancia será:



$$Z_{eq} = L_1 + L_2$$

De la misma manera comparando las dos Z_{eq} , los dos circuitos son equivalentes para:

$$L_1 = Rg^2 C_1$$

$$L_2 = Rg^2 C_2$$

$$L_3 = Rg^2 C_3$$

Lo mismo sucede para el terminal (1) cortocircuitado y en circuito abierto. En consecuencia se ha demostrado la simulación de una red en T con autoinducciones.

e) Simulación de una estructura en π con autoinducciones.

De idéntica forma que la anterior, se puede simular una estructura en π con autoinducciones mediante el siguiente

te circuito:

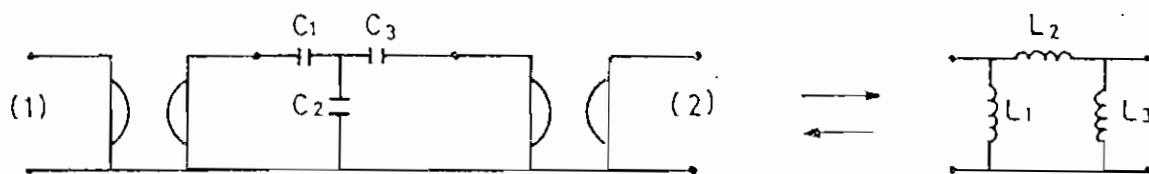


Fig. 3.59 Simulación de una estructura en π con autoinducciones.

La demostración es similar a la anterior, teniendo que:

$$L_1 = Rgy^2 C_1$$

$$L_2 = Rgy^2 C_2$$

$$L_3 = Rgy^2 C_3$$

f) Circuito resonante mediante girador.- Para los circuitos que a continuación se presentan se tendrá un circuito resonante serie o paralelo, según los bornes considerados:

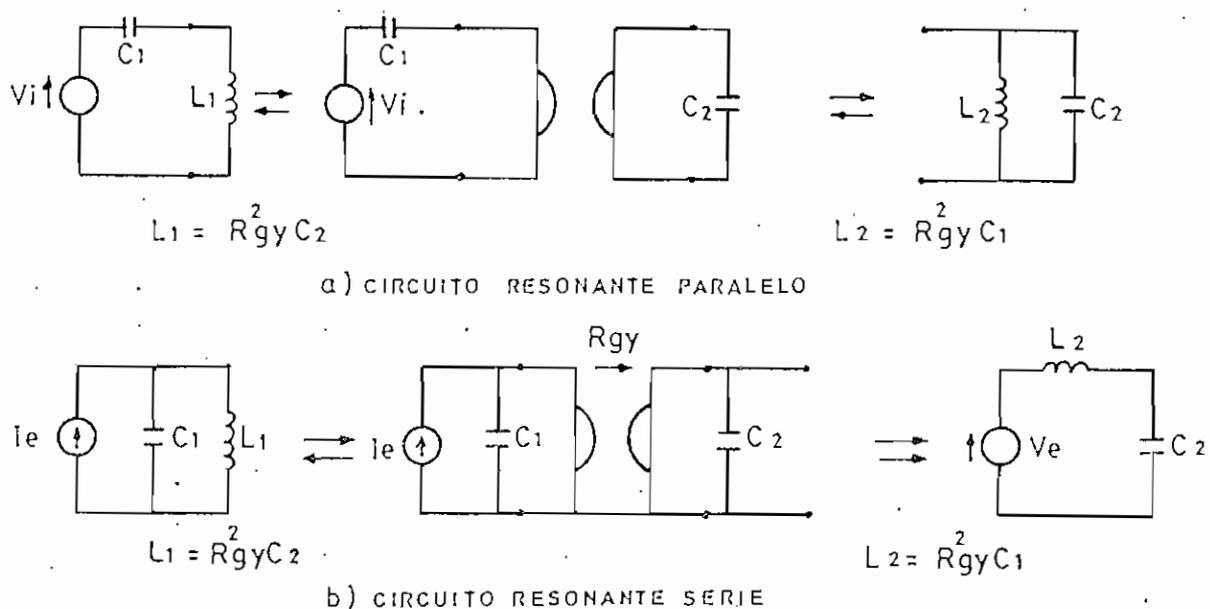


Fig. 3.60 Circuitos resonantes

3.7 TRANSFORMADOR IDEAL

3.7.1 Definición

El transformador ideal se define por las siguientes ecuaciones:

$$V_1 = X V_2 \quad (3.48)$$

$$I_1 = -\frac{1}{X} I_2 \quad (3.49)$$

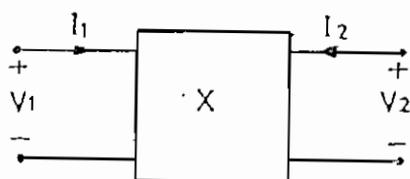


Fig. 3.61 Transformador ideal.

En forma matricial se tiene:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X & 0 \\ 0 & \frac{1}{X} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \quad (3.50)$$

3.7.2 Realización.

Existen varias posibilidades de construcción, los cuales se detallan a continuación:

3.7.2a Cualquier transformador ideal puede realizarse para todas las frecuencias solamente con resistencias po

sitivas y negativas; o para una frecuencia singular con capacitores e inductores positivos. Por lo tanto la construcción del transformador ideal involucra una combinación de éstos elementos; por ejemplo: el circuito de la fig.3.62 muestra la configuración circuital del transformador ideal con resistencias positivas y negativas, capacitores e inductores.

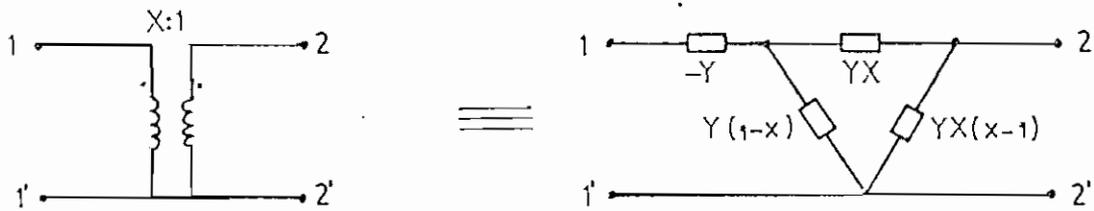


Fig. 3.62 Circuito equivalente del transformador ideal de 3 terminales.

donde:

X , es la relación de transformación

Y , admitancia

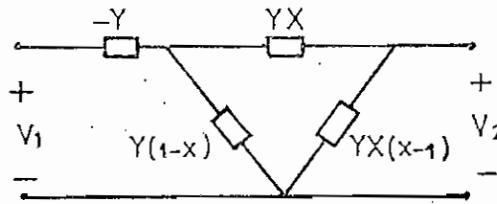
Si Y es un número real, se obtiene un transformador ideal con dos resistencias positivas y dos resistencias negativas.

Si $Y = \frac{1}{j\omega L_0}$ los elementos pueden usarse a una simple frecuencia, los elementos de la red para este caso son dos inductores y dos capacitores.

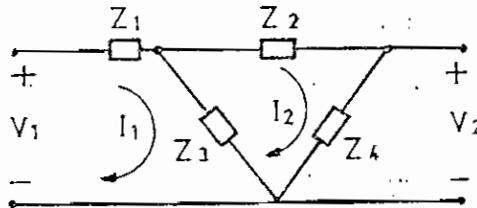
Por otro lado, se puede obtener un transformador ideal, con una relación de transformación variable, si los elementos componentes de la red son resistencias de tiempo variante,

Ésto implica una mayor complejidad en la estabilidad del circuito.

Por lo expuesto anteriormente, es necesario que el circuito de la fig.3.62 sea analizado para comprobar que la relación entre voltajes V_1 y V_2 es X



Representando el circuito en términos de Z se tiene:



$$Z_1 = -\frac{1}{Y} \quad Z_3 = \frac{1}{Y(1-X)}$$

$$Z_2 = \frac{1}{YX} \quad Z_4 = \frac{1}{YX(X-1)}$$

Las ecuaciones de malla son:

$$V_1 = I_1(Z_1 + Z_3) - I_2 Z_3$$

$$0 = -I_1 Z_3 + I_2(Z_2 + Z_3 + Z_4)$$

$$\begin{aligned}
 V_1 &= I_1 \left[-\frac{1}{Y} + \frac{1}{Y(1-X)} \right] - I_2 \frac{1}{Y(1-X)} \\
 &= I_1 \frac{1-1+X}{Y(1-X)} - I_2 \frac{1}{Y(1-X)} \\
 &= I_1 \frac{X}{Y(1-X)} - I_2 \frac{1}{Y(1-X)}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 0 &= -I_1 \frac{1}{Y(1-X)} + I_2 \left[+\frac{1}{YX} + \frac{1}{Y(1-X)} - \frac{1}{YX(1-X)} \right] \\
 &= -I_1 \frac{1}{Y(1-X)} + I_2 \frac{1-X+X-1}{YX(1-X)}
 \end{aligned}$$

$$0 = -I_1 \frac{1}{Y(1-X)} + I_2 \cdot 0$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{X}{Y(1-X)} & -\frac{1}{Y(1-X)} \\ -\frac{1}{Y(1-X)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

$$I_2 = \frac{\begin{vmatrix} \frac{X}{Y(1-X)} & V_1 \\ -\frac{1}{Y(1-X)} & 0 \end{vmatrix}}{-\frac{1}{Y^2(1-X)^2}} = \frac{V_1 \frac{1}{Y(1-X)}}{\frac{1}{Y^2(1-X)^2}} = V_1 [-Y(1-X)]$$

pero:

$$V_2 = I_2 \cdot \frac{1}{YX(X-1)}$$

$$V_2 = \frac{-V_1 [Y(1-X)]}{YX(X-1)} = \frac{V_1 [Y(X-1)]}{YX(X-1)}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{X}$$

$$\frac{V_1}{V_2} = X \quad //$$

3.7.2b Se puede realizar también un transformador ideal de cuatro terminales, con una relación de vueltas arbitrarias.

La fig. 3.63, muestra lo enunciado anteriormente.

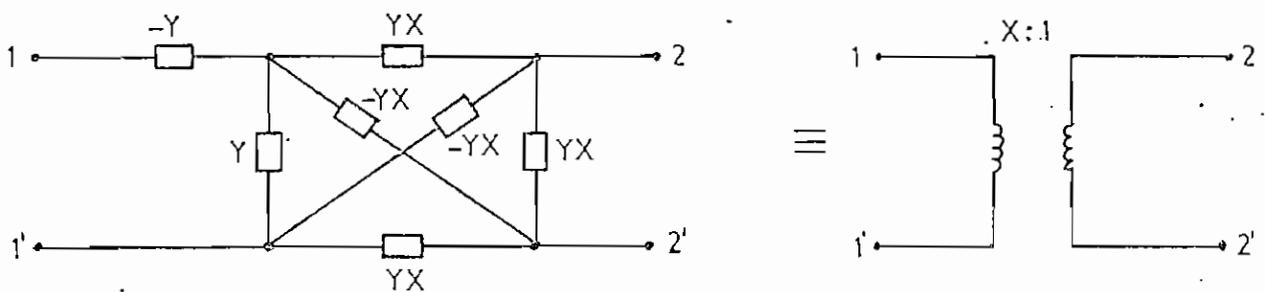


Fig. 3.63 Transformador ideal con 4 terminales.

donde:

Y es admitancia arbitraria, y

X es la relación de vueltas

Puesto que la admitancia Y puede ser real o compleja, se tiene entonces dos posibilidades de construcción:

I. Si Y es real, el transformador contiene:

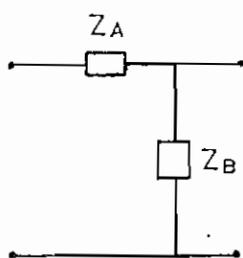
- 3 resistencias negativas
- 4 resistencias positivas

II. Si $Y = \frac{1}{j\omega L_0}$ se obtiene el transformador a una determinada frecuencia con:

- 4 inductores positivos
- 3 capacitores positivos

Para la demostración se ha dividido la red en 3 cuadripolos en cascada debido a su complejidad.

Obteniendo la matriz de transmisión o cadena de cada uno de los cuadripolos y luego la matriz de transmisión total, se puede ver si corresponde a la matriz de transmisión del transformador.

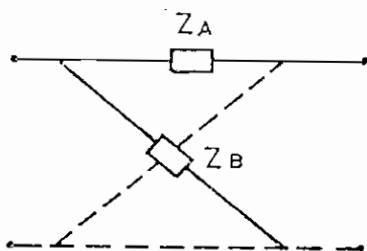


$$Z_A = -\frac{1}{Y}$$

$$Z_B = \frac{1}{Y}$$

$$|a_1| = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{Y} \\ Y & 1 \end{pmatrix}$$

(3.51)

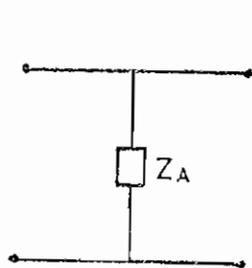


$$Z_A = \frac{1}{YX}$$

$$Z_B = \frac{-1}{YX}$$

$$|a_2| = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{YX} \\ -YX & 0 \end{pmatrix}$$

(3.52)



$$Z_A = \frac{1}{YX^2}$$

$$|a_3| = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ YX^2 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.53)$$

$$|a_T| = |a_1| |a_2| |a_3|$$

$$|a_T| = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{Y} \\ Y & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{YX} \\ -YX & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ YX^2 & 1 \end{pmatrix}$$

$$|a_T| = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{Y} \\ Y & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X & \frac{1}{YX} \\ -YX & 0 \end{pmatrix}$$

$$|a_T| = \begin{pmatrix} X & 0 \\ 0 & \frac{1}{X} \end{pmatrix}$$

Esta última matriz indica que verdaderamente se trata de la matriz de transmisión de un transformador.

3.7.2c El transformador ideal también se lo puede realizar con otros elementos, los cuales se obtienen por descomposición de la matriz de transmisión inversa.

$$|b| = \begin{pmatrix} \frac{1}{X} & 0 \\ 0 & X \end{pmatrix} \quad (3.54)$$

Existen varias posibilidades de descomposición:

$$I. \quad \begin{pmatrix} \frac{1}{X} & 0 \\ 0 & X \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & X \\ \frac{1}{X} & 0 \end{pmatrix}$$

Las dos matrices obtenidas por descomposición de la matriz (3.54) corresponden a giradores con constantes giratorias de 1 ohm y X ohmios respectivamente, su representación es la siguiente:

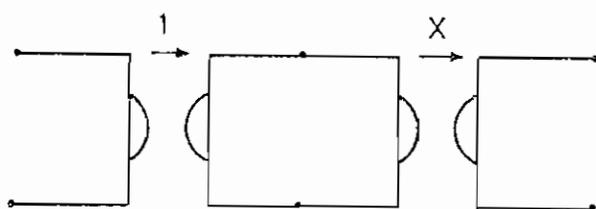


Fig. 3.64 Transformador ideal con giradores.

- Otra alternativa para la construcción del transformador ideal, es la disposición de 4 fuentes controladas, obtenidas de la descomposición de la matriz 3.54. Estas fuentes son dos voltajes controlados por fuentes de corriente y dos corrientes controladas por fuentes de voltaje, esto es:

$$\begin{aligned} V_2 &= 1 \cdot I_1 \\ I_2 &= 1 \cdot V_1 \end{aligned}$$

$$V_2 = X \cdot V_1$$

$$I_2 = \frac{1}{X} V_1$$

Gráficamente el transformador ideal es:

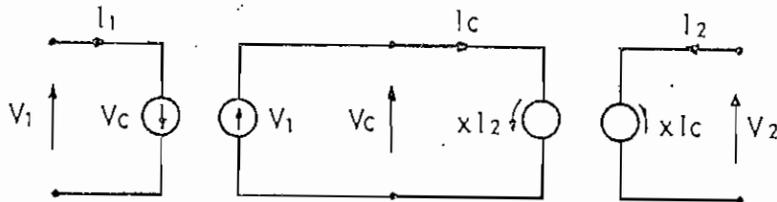


Fig. 3.65 Transformador ideal con fuentes controladas.

II.

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{X} & 0 \\ 0 & X \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & -X \\ \frac{1}{X} & 0 \end{pmatrix}$$

Para este caso el transformador ideal puede construirse con resistencias positivas y negativas de la siguiente manera:

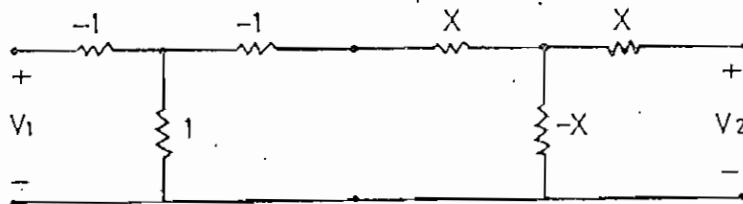
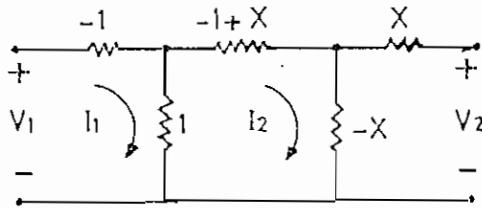


Fig. 3.66 Transformador ideal con resistencias positivas y negativas.

Hay que demostrar que este circuito se comporta como un transformador, es decir debe cumplir la relación existente entre

voltajes de entrada y salida.

- Cuando V_2 está abierto.



$$V_1 = 0I_1 - 1 \cdot I_2$$

$$0 = -1 \cdot I_1 + 0I_2$$

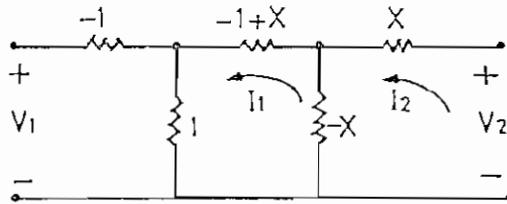
$$I_2 = -V_1$$

$$V_2 = -XI_2$$

$$V_2 = -X(-V_1)$$

$$\frac{V_2}{V_1} = X \quad //$$

- Cuando V_1 está abierto



$$V_2 = X I_1 + 0 I_2$$

$$0 = 0 I_1 + X I_2$$

$$V_2 = X I_1$$

$$V_1 = 1 \cdot I_1$$

$$V_2 = XV_1$$

$$\frac{V_2}{V_1} = X \quad //$$

Basándose en el circuito de la fig. 3.66, se puede obtener otros circuitos equivalentes por simple transformación, por ejemplo:

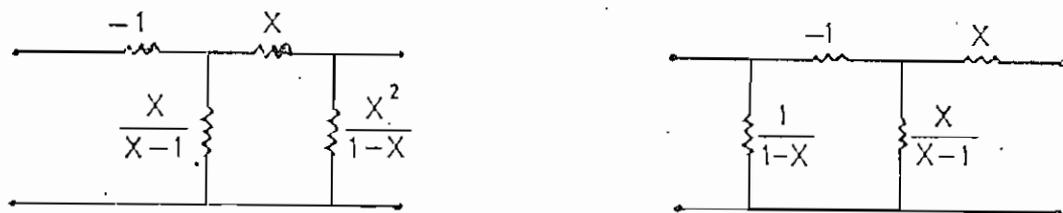


Fig. 3.67 Circuitos equivalentes al esquema de la fig.3.66

III

$$|b| = \begin{pmatrix} \frac{1}{X} & 0 \\ 0 & X \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{X} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & X \end{pmatrix}$$

- De la descomposición de la matriz b , se obtiene las siguientes ecuaciones:

$$\begin{array}{l} V_2 = \frac{1}{X}V_1 \\ I_2 = -I_1 \end{array} \quad (3.55)$$

$$\begin{array}{l} V_2 = V_1 \\ I_2 = -XI_1 \end{array} \quad (3.56)$$

Las ecuaciones (3.55) indican que existe un control en el voltaje por la relación X , mientras que las corrientes son iguales y opuestas. Todo esto implica que se trata de un VNIC.

Mientras que las ecuaciones (3.56) indican que los voltajes son iguales pero, alternativamente las corrientes son rela-

cionados a través de el parámetro X , lo que implica que se trata de un INIC.

Gráficamente se tiene:

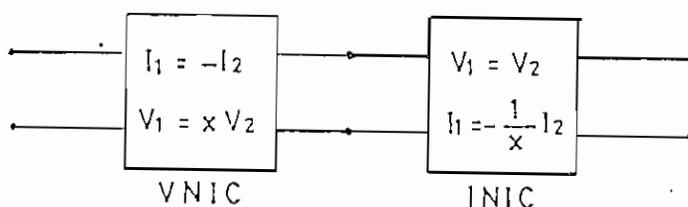


Fig. 3.68 Transformador con VNIC e INIC.

- Los convertidores de impedancia negativa en voltaje y en corriente pueden ser realizadas con fuentes controladas, por ejemplo el siguiente circuito es equivalente al anterior:

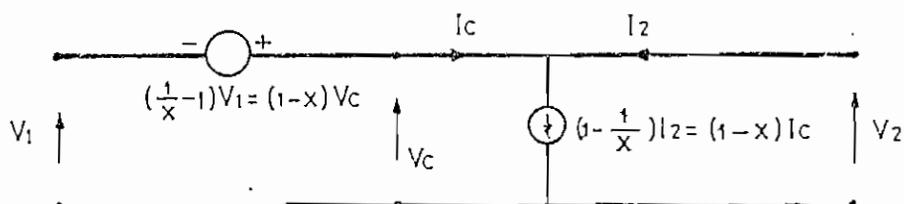


Fig. 3.69 Transformador con fuentes controladas.

3.7.3 Aplicaciones del transformador ideal.

El transformador ideal obtenido mediante cualquiera de los circuitos propuestos, y particularmente aquel formado por

dos giradores en cascada, los mismos que se realizan con amplificadores operacionales, son aplicables de la misma manera que los transformadores de uso común; lógicamente con las limitaciones propias de los elementos constitutivos de las redes.

La relación de transformación de los circuitos analizados, puede ser cualquiera; pudiendo utilizarse para cambiar los valores de voltaje e intensidad a otros deseados.

Como consecuencia de lo expuesto, se tiene como aplicación típica el transformador de impedancia recíproca, esto es:

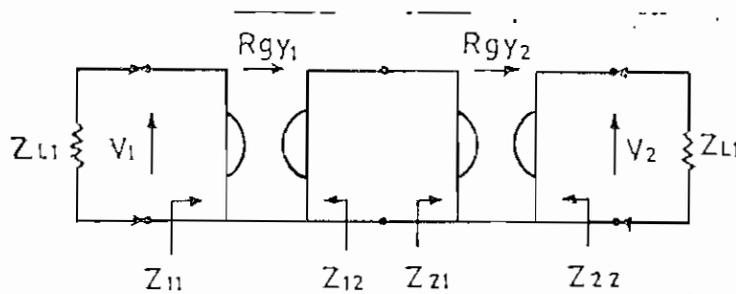


Fig. 3.70 Transformador de impedancia recíproca.

$$Z_{21} = \frac{Rgy_2^2}{Z_{L2}}$$

$$Z_{11} = \left(\frac{Rgy_1}{Rgy_2}\right)^2 Z_{L2} = X^2 Z_{L2}$$

$$Z_{12} = \frac{Rgy_1}{Z_{L1}}$$

$$Z_{22} = \left(\frac{Rgy_2}{Rgy_1}\right)^2 Z_{L1} = \frac{Z_{L1}}{X^2}$$

$$\text{con } X = \frac{Rgy_1}{Rgy_2}$$

CAPITULO IV

EXPERIMENTACION Y RESULTADOS

C A P I T U L O I V

4. EXPERIMENTACION Y RESULTADOS

4.1 FUENTES CONTROLADAS

4.1.a Diseño

En el tercer capítulo se analizó los diferentes tipos de realización de fuentes controladas, para las cuales no existen ningún limitante en su obtención. Por otro lado, debido a que el montaje final de los cuadripolos como el girador y transformador ideal, son consecuencia de interconexiones de fuentes controladas corriente-tensión, se ha logrado la construcción de este tipo de fuente controlada.

Su montaje es el siguiente:

- Para K_y positivo.

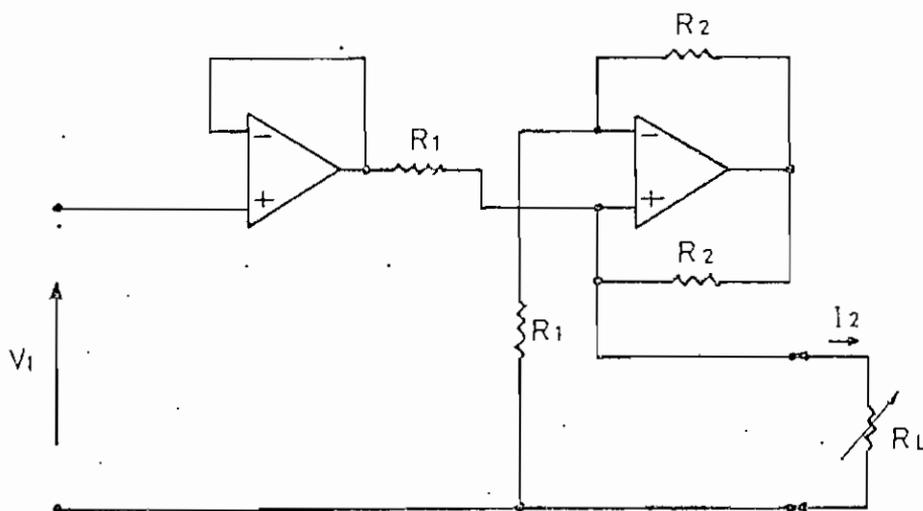


Fig. 4.1 Fuente controlada corriente-tensión

Debe cumplir:

$$I_2 = K_Y V_1$$

$$K_Y = \frac{1}{R_1}$$

Valores de resistencia:

$$R_1 = 500 \, \Omega$$

$$R_2 = 1000 \, \Omega$$

Amplificador operacional: LM307N

- Para K_Y negativo

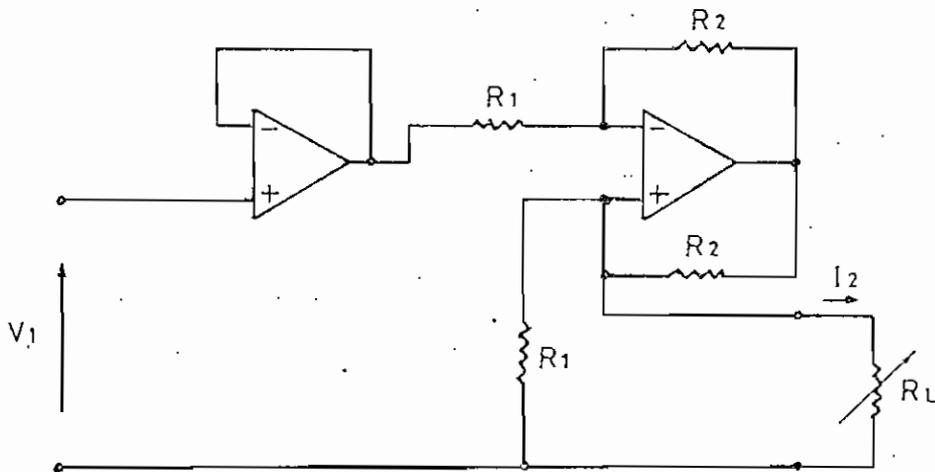


Fig. 4.2 Fuente controlada corriente-tensión.

Cumple con las mismas ecuaciones anteriores y los valores de resistencia son iguales.

4.1.b Resultados ObtenidosI) K_y positivo- R_L variable.

V_1 (vol)	I_2 (mA)	R_L (Ω)	F (Herz)
0.62	1,26	100	60
0,62	1,26	500	
0,62	1,26	1000	
0,62	1,26	1500	
0,62	1,27	2000	

- V_1 variable.

V_1 (vol)	I_2 (mA)	R_L (Ω)	V (Herz)
0,10	0,205	1000	60
0,22	0,45	1000	
0,30	0,62	1000	
0,97	1,96	1000	
1,37	2,80	1000	

II) K_V negativo- R_L variable.

V_1 (vol)	I_2 (mA)	R_L (Ω)	f (Herz)
0.42	0.87	100	600
0.42	0.87	500	
0.42	0.87	1000	
0.42	0.87	1500	
0.42	0.87	2000	

- V_1 variable.

V_1 (vol)	I_2 (mA)	R_L (Ω)	f (Herz)
0.13	0.27	1000	600
0.30	0.61	1000	
0.42	0.86	1000	
0.82	1.68	1000	
0.95	1.94	1000	

4.1.c Análisis de Resultados

De los resultados obtenidos al variar la carga R_L , se observa que para K_V positivo y K_V negativo, las fuentes controladas cumplen con su ecuación característica; es decir que la corriente carga para cada uno de los casos, no depende de la resistencia de carga que a ellos se conecta. Por supuesto no se cumple exactamente los valores teóricos, pero los errores obtenidos son de alrededor del 3% para 60 Herz y 600 Herz, que se consideran aceptables para el funcionamiento normal de estos dispositivos.

Para el caso en que el voltaje de entrada es variable, se mantiene constante la relación de V_1 e I_2 ; lo que es de esperarse de una fuente controlada corriente-tensión.

Realizando una comparación del factor K_V teórico y práctico, en la variación de V_1 , se tiene:

$$K_V \text{ teórico} = 2.0$$

$$K_V \text{ práctico} = 2.04 \text{ (} K_V \text{ positivo y negativo)}$$

El error obtenido es del 2%, indicando así que ésta red se comporta de acuerdo a sus características definidas.

4.2 CONVERTIDOR DE IMPEDANCIA NEGATIVA (N.I.C.)

4.2.a Diseño

El N.I.C. se lo puede obtener de dos formas diferentes; sea como un convertidor de impedancia en corriente, o un convertidor de impedancia negativa en tensión. Los dos circuitos son idénticos salvo en la situación de Z_L , esto indica que cualquiera de ellos es posible realizarlos; y es así que se ha escogido el convertidor de impedancia negativa en corriente (I.N.I.C.), cuyo montaje es el siguiente:

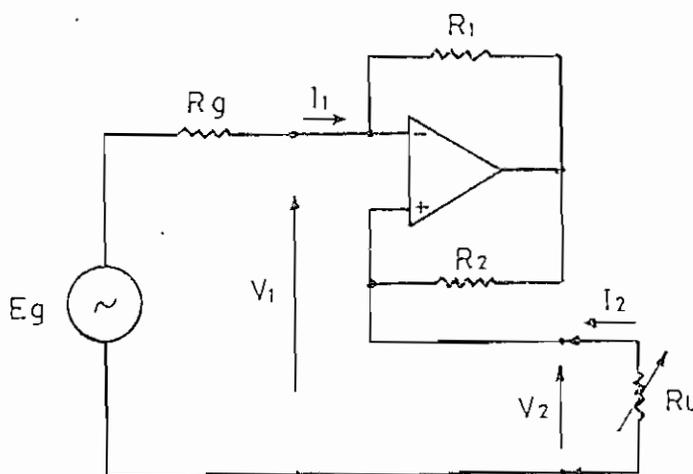


Fig. 4.3 I.N.I.C.

Debe cumplir:

- 1) $V_1 = V_2$
- 2) $I_2 = K_{ni} I_1$
- 3) $Z_e = K_N Z_L$

$$4) \frac{R_g}{R_g + R_1} > \frac{R_L}{R_L + R_2}$$

Valores de resistencia:

$$R_g = 2000 \ \Omega$$

$$R_1 = R_2 = 1000 \ \Omega$$

Amplificador operacional: LM307N

4.2.b Resultados Obtenidos

Los resultados obtenidos experimentalmente del convertidor de impedancia negativa con inversión de corriente, se los ha tabulado de tal manera que describan una clara comprensión del efecto de este dispositivo. Lo mencionado se presenta a continuación.

INIC: CARGA RESISTIVA

Frecuencia = 60 Hz.

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA		Factor de Conversión	CARGA	RESISTENCIA REFLEJADA		
V_1 (Vol)	I_1 (mA)	V_2 (Vol)	I_2 (mA)			R_L (Ω)	R_{medida} (Ω)	$R_{calculada}$ (Ω)
0.0245	-0.250	0.0245	0.250	-1	100	-98	-100	-2.0
0.052	-0.266	0.052	0.266	-1	195,48	-195,5	-195,48	0.0
0.118	-0.300	0.118	0.300	-1	393,33	-393,3	-393,33	0.0
0.202	-0.340	0.204	0.340	-1	600	-594,1	-600	-0,98
0.318	-0.397	0.316	0.397	-1	795,97	-801	-795,97	0.63
0.453	-0.453	0.453	0.453	-1	1000	-1000	-1000	0.0
0.693	-0.580	0.693	0.580	-1	1194,8	-1194,8	-1194,8	0.0
1.052	-0.752	1.051	0.752	-1	1397,6	-1398,94	-1397,6	0.09
1.743	-1.09	1.745	1.09	-1	1600	-1599,1	-1600	-0,06
3,62	-2.00	3.63	2.00	-1	1815	-1810,0	-1815	-0,27

INIC: CARGA RESISTIVA

Frecuencia = 600 Hz.

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA		Factor de Conversión	CARGA	RESISTENCIA REFLEJADA		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)			R_{L} (Ω)	R medida (Ω)	R calculada (Ω)
0,022	-0,24	0,022	0,23	-0,958	95,65	-91,7	-91,63	0,07
0,046	-0,25	0,046	0,245	-0,98	187,75	-184,0	-184,0	0,0
0,11	-0,28	0,11	0,28	-1	392,85	-392,86	-392,85	0,0
0,18	-0,32	0,18	0,32	-1	562,5	-562,5	-562,5	0,0
0,295	-0,375	0,29	0,375	-1	773,33	-786,67	-733,33	1,72
0,45	-0,45	0,45	0,45	-1	1000	-1000	-1000	0,0
0,68	-0,565	0,68	0,56	-0,991	1214,28	-1203,5	-1203,35	0,012
1,01	-0,73	1,01	0,725	-0,993	1393,1	-1383,6	-1383,35	0,018
1,70	-1,06	1,70	1,06	-1	1603,8	-1603,8	-1603,8	0,0
3,56	-1,97	3,57	1,97	-1	1812,18	-1807,1	-1812,18	-0,28

INIC: CARGA RESISTIVA

Frecuencia = 6 KHz.

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA		Factor de Conversión	CARGA	RESISTENCIA REFLEJADA		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)			R_L (Ω)	R medida (Ω)	R calculada (Ω)
0.36	-0.37	0.36	0.37	-1	973.0	-973.0	-973.0	0.0
0.44	-0.42	0.44	0.415	-0.988	1060,24	-1047,6	-1047.52	0.0
0.56	-0.47	0.55	0.47	-1	1170,21	-1191,48	-1170,21	1,82
0,70	-0.55	0.70	0.54	-0.98	1296,3	-1272,72	-1270,37	0.19
0.89	-0.64	0.88	0.64	-1	1375,0	-1390,62	-1375,0	1,14
1.14	-0.77	1.13	0.77	-1	1467,53	-1480,5	-1467,53	0.85
1.50	-0.95	1.49	0.95	-1	1568,42	-1578,9	-1568,42	0.67
2.05	-1.23	2.03	1.22	-0.99	1663,93	-1666,67	-1647,3	1,18
2.92	-1.665	2.90	1.66	-0.997	1746,98	-1753,9	-1741,74	0,70
4.345	-2,36	4,36	2,36	-1	1839,0	-1841,1	-1839,0	0,11

INIC: VARIACION DEL FACTOR K_{ni}

Condición: $R_1 = R_L = 1000 \Omega$

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA		FRECU:	Realimentación positiva	FACTOR DE CONVERSION		
V_1 (Vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)	f (Herz)	R_2 (Ω)	K_{ni} medido	K_{ni} calculado	%Er
1.51	-3.04	1.51	1.51	60	2000	-0.4967	-0.50	-0.66
0.64	-2.60	0.64	0.64	60	4000	-0.2462	-0.250	-1.52
0.39	-2.47	0.39	0.39	60	6000	-0.1579	-0.1667	-5.28
0.28	-2.42	0.28	0.28	60	8000	-0.1157	-0.125	-7.44
0.22	-2.38	0.22	0.22	60	10000	-0.0924	-0.10	-7.56
1.58	-3.16	1.58	1.58	600	2000	-0.50	-0.50	0.0
0.66	-2.70	0.66	0.66	600	4000	-0.244	-0.25	-2.22
0.41	-2.57	0.41	0.41	600	6000	-0.1595	-0.1667	-4.28
0.30	-2.50	0.30	0.30	600	8000	-0.120	-0.125	-4.0
0.23	-2.47	0.23	0.23	600	10000	-0.0931	-0.1	-6.88

INIC: VARIACION DEL FACTOR K_{ni}

Condición: $R_1 = R_L = 1000\Omega$

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA			-FRECU.	Realimentación Positiva	FACTOR DE CONVERSION		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)	f (Herz)			R_2 (Ω)	K_{ni} medido	K_{ni} calculado
1.4	-3.0	1.45	1.45	6000	2000	-0.4833	-0.5	-3.33	
0.56	-2.56	0.56	0.56	6000	4000	-0.2188	-0.25	-12.5	
0.33	-2.44	0.33	0.33	6000	6000	-0.1352	-0.1667	-18.87	
0.23	-2.40	0.23	0.23	6000	8000	-0.0958	-0.125	-23.33	
0.17	-2.35	0.17	0.17	6000	10000	-0.0723	-0.10	-27.66	

4.2.c Análisis de Resultados

Para que un convertidor de impedancia negativa con inversión de corriente funcione normalmente, es necesario que cumpla con todos los puntos teóricos que tiene este dispositivo.

Realizando numéricamente lo expuesto y en base a los resultados obtenidos, es suficiente analizar para un solo valor, debido a que los errores que se presentan son pequeños; por ejemplo para una resistencia de carga de 1600Ω a 60 Herz, debe cumplir que:

$$1) \quad V_1 = V_2$$

$$1.743 \text{ vol} \approx 1.745 \text{ vol}$$

$$2) \quad I_2 = K_{ni} I_1$$

$$K_{ni} = -1$$

$$- 1.09 = -1.09$$

$$3) \quad Z_e = K_N Z_L$$

$$K_N = -1$$

$$- 1599,1 = -1600$$

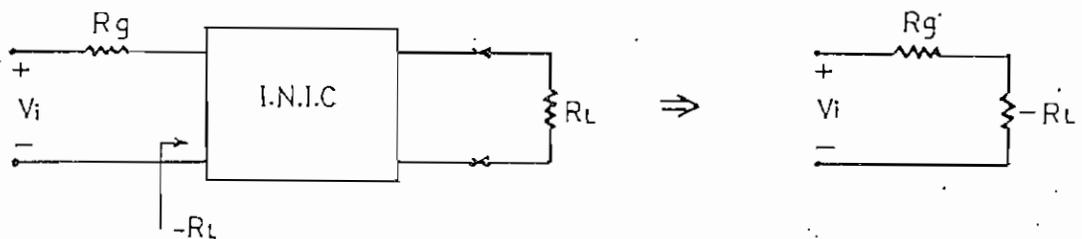
$$4) \quad \frac{R_g}{R_g + R_1} > \frac{R_L}{R_L + R_2}$$

$$\frac{2000}{2000 + 1000} > \frac{1600}{1600 + 1000}$$

$$0.667 > 0.615$$

Como se observa, el convertidor de impedancia negativa con inversión de corriente, cumple con la teoría de esta red.

Por otro lado, para asegurar que los resultados obtenidos son correctos, es suficiente calcular la corriente de entrada que debe presentar este dispositivo, al conectar la carga de 1600Ω



$$V_i = 0.45 \text{ vol}$$

$$R_g = 2000 \Omega$$

$$R_L = 1600 \Omega$$

$$I_1 = \frac{V_i}{R_g - R_L} = \frac{0.45 \text{ vol.}}{(2000 - 1600) \Omega}$$

$$I_1 = 1.12 \text{ mA}$$

Ahora, como la corriente de entrada medida es 1.09mA , se ratifica que verdaderamente este cuadripolo funciona correctamente.

Pasando a analizar los resultados experimentales obtenidos por variación de la carga R_L en esta red, se concluye que: tanto para las frecuencias de 60 Hz. , 600 Hz y 6KHz. , el convertidor de impedancia negativa con inversión de corriente no presenta ningún problema en su funcionamiento. Lo men-

sionado se basa en los errores obtenidos de la resistencia reflejada R_L medida y calculada para cada una de las frecuencias consideradas; los valores de resistencia de carga R_L , han sido tomados en base al voltaje y corriente que por la resistencia se tenga.

Por otro lado, para completar el análisis de los resultados de este dispositivo, se tomó datos experimentales sobre la variación del factor de conversión K_{ni} , concluyendo que:

- para frecuencias de 60 HZ y 600 HZ, el I.N.I.C. funciona bien, con valores de K_{ni} igual a -1 , $-\frac{1}{2}$, $-\frac{1}{4}$ respectivamente, y
- para la frecuencia de 6 K HZ, es aceptable los valores de K_{ni} igual a -1 y $-\frac{1}{2}$

Estos valores de K_{ni} son consecuencia de la relación entre corrientes de salida y entrada de esta red, pero se puede expresarlos en función de las resistencias de realimentación positiva y negativa; esto es:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1000\Omega}{1000\Omega} = 1$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1000\Omega}{2000\Omega} = \frac{1}{2}$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1000\Omega}{4000\Omega} = \frac{1}{4}$$

En general, estos dispositivos por ser cuadripolos activos, requieren amplificadores operacionales de muy buenas características y lógicamente resistencias de precisión, para obtener mayores rangos de funcionamiento y cuadripolos de mejor calidad.

4.3 GIRADOR

4.3.a Diseño

La realización del girador como bien se analizó en el capítulo anterior, tiene varias posibilidades, así es; está conformado por fuentes controladas, convertidores de impedancia negativa o invertidores de impedancia negativa. Cada una de estas alternativas utiliza como elemento básico al amplificador operacional, dependiendo los resultados directamente de las características de respuesta de este elemento, a cada circuito.

Experimentalmente se probaron algunas de las alternativas anotadas, llegando a la conclusión de que el circuito que más se acerca a la teoría, es el conformado por fuentes controladas corriente-tensión. Por lo expuesto, el montaje del girador es el siguiente:

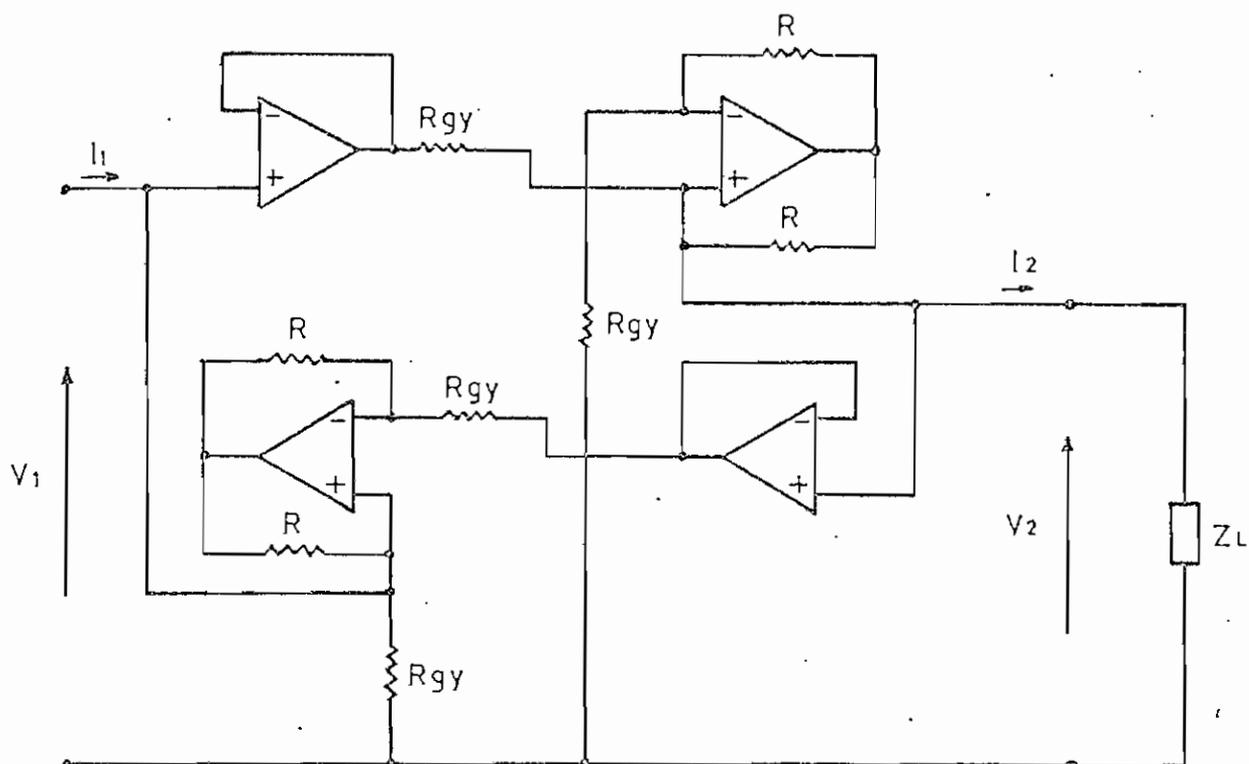


Fig. 4.4 Girador

Debe cumplir:

$$I_2 = \frac{V_1}{R_{gy}}$$

$$I_1 = \frac{V_2}{R_{gy}}$$

$$Z_e = \frac{R_{gy}^2}{Z_L}$$

Valores de resistencia:

$$R_{gy} = 500\Omega$$

$$R = 1000\Omega$$

Amplificador operacional: LM 307N

4.3.b Resultados Obtenidos

Los resultados obtenidos se tabulan de manera que se pueda apreciar todas las variables que posee este dispositivo, y lógicamente el efecto que produce con su respectivo error.

A continuación se presenta lo mencionado.

GIRADOR: CARGA RESISTIVA

Frecuencia = 67 HZ.

VARIABLES DE ENTRADA		CARGA	IMPEDANCIA DE ENTRADA		
V_i (vol)	I_i (mA)	Z_L (Ω)	$ Z_e $ medida (Ω)	$ Z_e $ calculada (Ω)	% Er.
0.345	0.28	185.71	1232,14	1346.15	-8.47
0.32	0.805	600.0	397,51	461,67	-4,6
0.31	1.265	1000,0	245,06	250,0	-1,98
0.275	2.205	2000,0	124,7	125,0	-0,23
0.25	2.92	3000,0	85,61	83,33	2,74
0.22	3.49	4119,0	63.037	60,70	3,85
0.20	3.94	5158,73	50,76	48,46	4,75
0.19	4.35	6202,9	43,67	40,30	8,38
0.18	4.64	7387,1	38,79	33,84	14,63
0.17	4.93	8413,8	34,48	29,71	16,05

GIRADOR: CARGA RESISTIVA

Frecuencia = 600 HZ

VARIABLES DE ENTRADA		CARGA	IMPEDANCIA DE ENTRADA		
V_i (vol)	I_i (mA)	Z_L (Ω)	$ Z_e $ medida (Ω)	$ Z_e $ calculada (Ω)	%Er.
0.34	0.28	188.4	1214,28	1326,96	-8,49
0.32	0.785	600	407,64	416,67	-2,17
0.30	1.23	1000	243,9	250,0	-2,44
0.27	2.15	2000	125,58	125,0	0,47
0.24	2.84	3000	84,5	83,33	1,41
0.215	3.4	4097,6	63,23	61,01	3,65
0.20	3.85	5135,1	51,94	48,68	6,71
0.19	4.22	6176,47	45,02	40,47	11,2
0.18	4.53	7193,5	39,73	34,75	14,33
0.17	4,78	8428,6	35,56	29,66	19,9

GIRADOR: CARGA INDUCTIVA
 Factor de calidad del inductor = 7.5
 frecuencia = 67 Hz

VARIABLES DE ENTRADA		CARGA		IMPEDANCIA DE ENTRADA			Capacit. Obtenida	Factor de Disipac.
V_1 (vol)	I_1 (mA)	L (hénrios)	Z_L (Ω)	$ Z_e $ medida (Ω)	$ Z_e $ calculada (Ω)	%Er.	C (uf)	D
0.184	0.325	1.0	421.19	566.2	593.548	-4.61	3.87	0.102
0.170	0.580	2.0	841.17	293.10	297.20	-1.38	7.9	0.102
0.136	0.920	4.0	1687.5	147.82	148.14	-0.22	15.77	0.086
0.110	1.10	5.88	2495.4	100.0	100.18	-0.18	23.6	0.068
0.09	1.20	7.864	3333.33	75.0	75.0	0.0	31.56	0.041
0.081	1.24	9.974	4226.67	59.5	59.148	0.6	39.64	0.018
0.064	1.30	12.02	5093.75	49.2	49.079	0.25	48.33	0.102
0.056	1.33	14.055	5955.35	42.1	41.979	0.29	57.92	0.248
0.049	1.344	16.067	6808.08	36.5	36.72	-0.6	65.29	0.394
0.04	1.366	20.21	8562.5	29.3	29.19	0.38	72.33	0.78

GIRADOR: CARGA INDUCTIVA
 Factor de calidad del inductor = 67,15
 Frecuencia = 600 Hz.

VARIABLES DE ENTRADA		CARGA		IMPEDANCIA DE ENTRADA			Capacit. Obtenida	Factor de Disipac.
V_1 (vol)	I_1 (mA)	L (henrios)	Z_L (Ω)	$ Z_e $ medida (Ω)	$ Z_e $ calculada (Ω)	%Er.	C (uf)	D
0.056	0.085	0.098	371.68	658.82	672.619	-1,99	0.718	0.011
0.053	0.154	0.192	726.41	344.2	344.155	0,013	0.3665	0.011
0.048	0.216	0.292	1102.04	222.22	226.85	-2,08	0.241	0.010
0.045	0.262	0.386	1455,56	171.8	171.75	0,03	0.1823	0.0096
0.04	0.303	0.497	1876,54	132,0	133.22	-0,93	0.1416	0.0086
0.036	0.330	0.599	2260.27	109.1	110.606	-1,36	0.1175	0.0076
0.033	0.348	0.693	2611.94	94.8	95.71	-0.96	0.1015	0.0061
0.029	0.364	0.804	3033.33	79.7	82.417	-3,3	0.0875	0.0045
0.027	0.374	0.890	3357.14	72.2	74.46	-3,05	0.0791	0.0034
0.025	0.383	0.998	3764.7	65.3	66.4	-1,67	0.0705	0.002

GIRADOR: CARGA CAPACITIVA
 Factor de disipación del capacitor = (0.088-0.026)
 Frecuencia = 67 Hz

VARIABLES DE ENTRADA		CARGA		IMPEDANCIA DE ENTRADA			Induc. Obtenida	Factor de Calidad.
V_1 (vol)	I_1 (mA)	C (uf)	Z_L (Ω)	Z_e medida (Ω)	Z_e calculada (Ω)	%Er.	L (henrios)	Q
0.030	1.44	0.2	11877,23	20,833	21,048	-1,02	0.0507	9,8
0.058	1.38	0.4	5938,6	42.029	42.097	-0,16	0.1012	19,0
0.083	1.31	0.6	3959,07	63.358	63.146	0,34	0.1516	27.2
0.105	1.22	0.8	2969,3	86,065	84.195	2,2	0.204	33,12
0.121	1.14	1.0	2375,4	106.14	105.243	0,85	0.2527	39,2
0.134	1.05	1.2	1979,54	127.619	126.292	1,05	0.30	43.0
0.145	0.98	1.4	1696,74	147.959	147.34	0,42	0.351	45.0
0.153	0.90	1.6	1484,65	170.0	168.389	0,96	0.406	50.0
0.160	0.83	1.8	1319,69	192,77	189,438	1,76	0.455	50.0
0.165	0.77	2.0	1187,72	214.285	210.487	1,80	0.508	50.0

GIRADOR: CARGA CAPACITIVA
 Factor de disipación del capacitor = (0.017 - 0.0005)
 Frecuencia = 600 Hz

VARIABLES DE ENTRADA		CARGA			IMPEDANCIA DE ENTRADA			Induc. Obtenida	Factor de Calidad
V_1 (vol)	I_1 (mA)	C (uf)	Z_L (Ω)	$ Z_e $ medida (Ω)	$ Z_e $ calculada (Ω)	%Er:	L (henrios)	Q	
0.09	1.01	0.1	2652,58	89,11	94,24	-5,45	0.0236	43.88	
0.095	0.54	0.2	1326,29	175,92	188,49	-6,67	0.0467	87.76	
0.10	0.36	0.3	884,194	277,78	282,74	-1,76	0.0737	128.95	
0.10	0.27	0.4	663,145	370,37	376,99	-1,76	0.0982	170.15	
0.105	2.225	0.5	530.516	466,67	471.239	-0,97	0.1238	206.86	
0.105	0.19	0.6	442,097	552,6	565.486	-2,27	0.1466	243.58	
0.105	0.16	0.7	378,94	656,25	659.73	-0,53	0.1741	270.1	
0.11	0.145	0.8	331,57	758,62	753.988	0,61	0.2012	296.6	
0.11	0.125	0.9	294.73	880,0	848.234	3,74	0.2334	323.82	
0.105	0.11	1.0	265,258	954,54	942.47	1,28	0.2532	351.04	

4.3.c Análisis de resultados

Al girador se lo ha experimentado con cargas resistivas, inductivas y capacitivas, para las cuales responde con frecuencias de 67 Hz y 600 Hz. Esta limitación de frecuencia, es debido a que el amplificador operacional utilizado, pierde sus características ideales a medida que aumenta la frecuencia.

El análisis de los resultados obtenidos en esta red, se basa en el efecto que produce el mismo, es decir en la impedancia de entrada obtenida, cuando en el otro par de terminales se conecta la carga. El rango de funcionamiento será limitado a un error normal como es del 5%.

Analizando para cada una de las cargas se tiene:

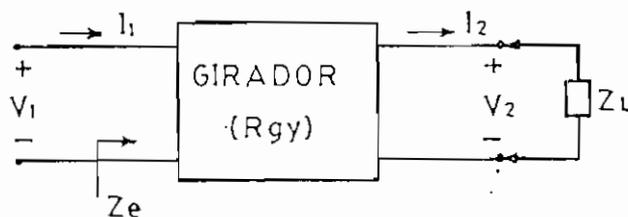
I) Carga resistiva.

De los resultados obtenidos se concluye que, tanto para la frecuencia de 67 Hz y 600 Hz el girador responde para una carga comprendida entre 600Ω y 5000Ω , indicando así la limitación en su aplicación. Se debe aclarar que los valores de carga anotados, son consecuencia de la relación entre voltaje y corriente que en la carga se tienen.

II) Carga inductiva.

Como debe cumplirse en el girador, al tener en la salida u

na carga inductiva, se obtiene a la entrada una capacitancia, experimentalmente esto es factible y se lo demuestra en base a los resultados presentados de la siguiente manera:



$$Z_e = \frac{Rgy^2}{Z_L} ; \quad Z_L = j\omega L$$

$$Z_e = \frac{Rgy^2}{j\omega L} = X_c \text{ (reactancia capacitiva)}$$

$$|X_c| = \frac{Rgy^2}{\omega L} = \frac{K}{\omega L}$$

Esta ecuación del módulo de la reactancia capacitiva, indica que:

- a medida que aumenta el valor de la inductancia L , la reactancia capacitiva disminuye; efecto que se observa en la tabla de resultados.

$$\begin{array}{ll} L = 1 \text{ henrio} & |Z_e| = 566.2 \Omega \\ L = 20.21 \text{ henrios} & |Z_e| = 29.3 \Omega \end{array} \quad (67 \text{ Hz})$$

- la otra alternativa es que varíe la frecuencia, lo cual produce el mismo efecto anterior al aumentar este parámetro

tro.

$$f = 67 \text{ Hz}, \quad L = 1 \text{ henrio} \quad |Z_e| = 566.2 \Omega$$

$$f = 600 \text{ Hz}, \quad L = 1 \text{ henrio} \quad |Z_e| = 65.3 \Omega$$

De esta manera, se ha comprobado que verdaderamente se obtiene una capacitancia a la entrada del girador.

Por otro lado, analizando los resultados, se observa que todos los errores calculados para el módulo de la impedancia, son menores que el 5% para el caso de 67 Hz y 600 Hz.

Debido a que estos errores son aceptables en la mayoría de los casos, se concluye que esta red responde correctamente.

Además, puesto que se trata de obtener una reactancia capacitiva, es necesario analizar el factor de disipación (D) que se tiene en este dispositivo.

El factor de calidad de una capacitancia en un circuito se rie, está definido por la siguiente relación:

$$Q = \frac{1}{\omega CR} ; \quad D = \frac{1}{Q} ,$$

donde C, R son elementos de la red.

De una capacitancia pura, es decir en la cual la resistencia sea cero, el factor de disipación es cero, esto da la idea de que los resultados que deben obtenerse de dicho fac

tor, sean lo más pequeños posibles.

Pero como la capacitancia pura es sólo ideal, significa que la red posee resistencia, la cual está directamente relacionado con los valores de cargas inductivas, por ejemplo en la inductancia experimentada se tiene:

$$\begin{array}{ll} L = 0.1 \text{ henrio} & R = 4.1\Omega \\ L = 10 \text{ henrios} & R = 484\Omega \\ L = 20 \text{ henrios} & R = 996\Omega \end{array}$$

Por lo tanto, el factor de disipación del capacitor obtenido dependerá del valor de resistencia y capacitancia reflejada en cada uno de los casos.

III) Carga capacitiva

En forma similar a la que se demostró la obtención del capacitor, es necesario realizarlo para el inductor.

Para una carga capacitiva debe cumplirse que:

$$Z_e = \frac{Rg^2}{Z_L} ; \quad Z_L = \frac{1}{j\omega c}$$

$$Z_e = Rg^2 \times j\omega c = j Rg^2\omega c$$

$$|X_L| = Rg^2 \omega c \text{ (reactancia inductiva)}$$

De esta última ecuación se deduce que:

- al aumentar el valor de la capacitancia de carga, aumenta el valor de la reactancia inductiva, esto se observa en la tabla de resultados.

$$\begin{array}{ll} C = 0.2 \text{ uf} & |X_L| = 20.83 \Omega \\ C = 2.0 \text{ uf} & |X_L| = 214.28 \Omega \end{array} \quad (67 \text{ Hz})$$

- o alternativamente, al aumentar la frecuencia aumenta la reactancia inductiva, efecto que se ratifica en los resultados obtenidos.

$$\begin{array}{lll} f = 67 \text{ Hz} , & C = 1 \text{ uf} & |X_L| = 106.14 \Omega \\ f = 600 \text{ Hz} , & C = 1 \text{ uf} & |X_L| = 954.54 \Omega \end{array}$$

Por lo tanto se demuestra que en verdad se obtiene una inductancia a la entrada del girador, cuando en éste se conecta una carga capacitiva.

Adicionalmente se debe analizar el factor de calidad de la bobina obtenida, el cuál para un circuito serie está definido por:

$$Q = \frac{\omega L}{R} ,$$

donde L, R son parámetros del circuito.

Esta relación indica que para L, R constantes, a medida que se aumenta la frecuencia, el factor de calidad crece; pero

al tener una inductancia variable, la resistencia propia de la bobina también varia, en consecuencia el factor Q dependerá de la relación $\frac{L}{R}$. (ω constante)

Para el presente caso, en que se está simulando una bobina a partir de una carga capacitiva en el girador, el factor de calidad dependerá directamente de los valores de inductancia y resistencia reflejados.

Observando los resultados obtenidos se concluye que, se tienen impedancias con bajos errores en el módulo y un alto factor de calidad, es decir que los valores de inductancias poseen un ángulo cercano al de 90° , por ejemplo para una frecuencia de 67 Hz se tiene:

$$L = 0.101 \text{ h} \quad \theta = 86.98^\circ$$

$$L = 0.204 \text{ h} \quad \theta = 88.27^\circ$$

$$L = 0.508 \text{ h} \quad \theta = 88.85^\circ$$

El factor de calidad es alto, debido a que la capacitancia de carga es de buenas características. Para la frecuencia de 600 Hz, puesto que la respuesta del girador es lineal dentro del rango anotado, se concluye que realmente se puede obtener inductancias con un factor de calidad alto.

Realizado el análisis general de este dispositivo, se concluye que, tanto para cargas resistivas, inductivas y capacitivas el girador cumple con sus ecuaciones teóricas que

lo definen. Lógicamente existe un limitante en el rango de funcionamiento, sea en frecuencias o en las cargas, debido a las características propias de los elementos que componen el girador, principalmente la limitación impuesta por el amplificador operacional. En general una red activa como la presente, requiere de amplificadores operacionales de respuesta cercana a la ideal, y de resistencias de precisión menores que el 1%.

4.4 TRANSFORMADOR IDEAL

4.4.a Diseño

Como se analizó anteriormente, el transformador ideal posee diferentes formas de realización; para seguir una secuencia en las redes ya consideradas, se llega al transformador formado por dos giradores, cuyo montaje es el siguiente:

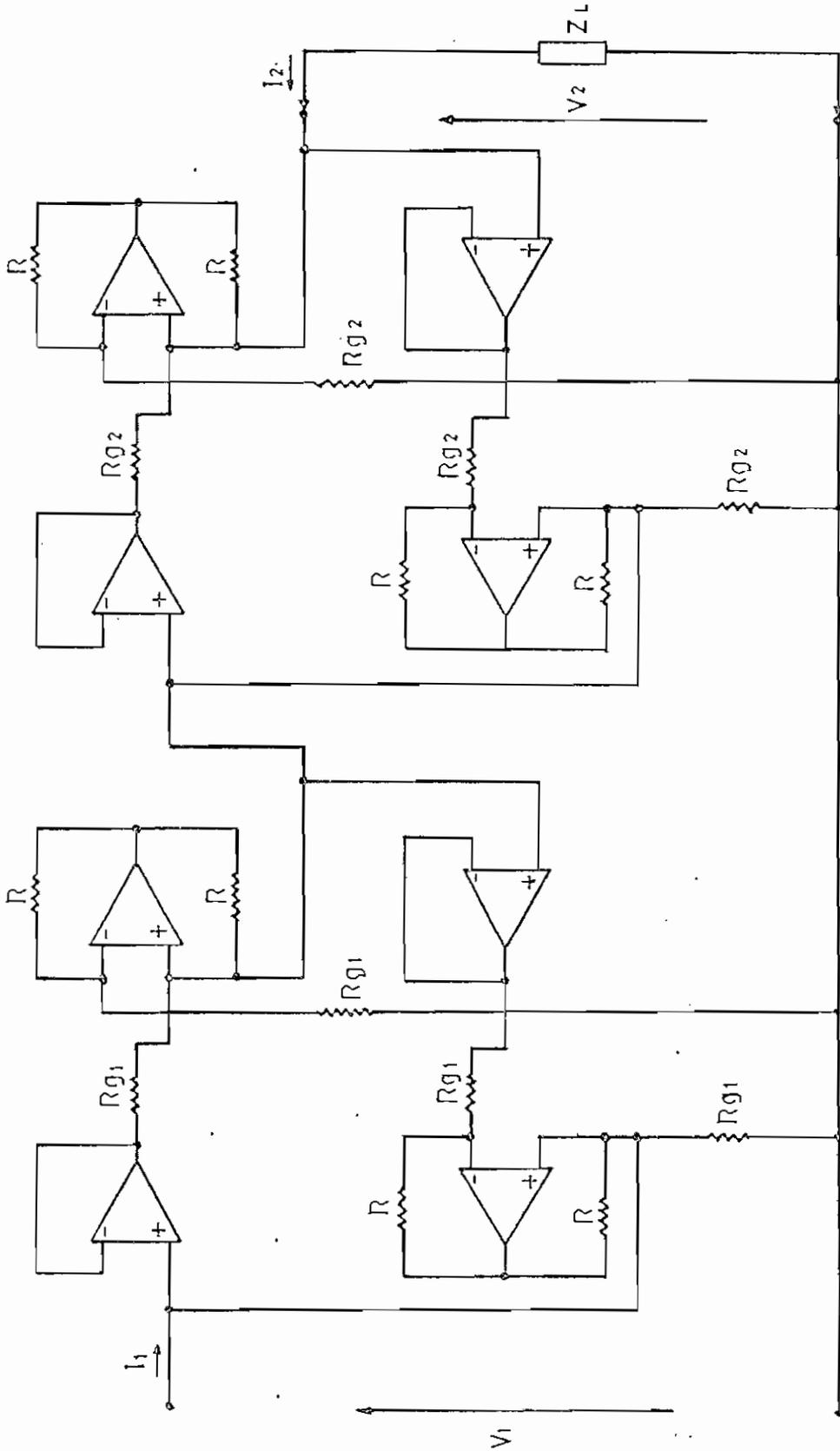


Fig. 4.5 Transformador Ideal

Debe cumplir:

$$V_1 = xV_2$$

$$I_1 = -\frac{1}{x} I_2$$

$$Z_e = \left(\frac{R_{g1}}{R_{g2}}\right)^2 Z_L ; \quad x = \frac{R_{g1}}{R_{g2}}$$

Valores de resistencia:

$$R = 1000\Omega$$

$$R_{g1} = 500\Omega$$

$$R_{g2} = 2000\Omega$$

4.4.b Resultados Obtenidos.

A este dispositivo se lo ha experimentado como un transformador ideal de relación 1:4 y 4:1 con cargas resistivas, inductivas y capacitivas; para cada una de las cuales se tabula todas las variables que tiene este cuadripolo. A continuación se presentan los resultados obtenidos.

TRANSFORMADOR: CARGA RESISTIVA

Relación: 1:4

Frecuencia = 60 Hz

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA		CARGA	IMPEDANCIA DE ENTRADA		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)		Z_L (Ω)	Z_e medida (Ω)	Z_e calculada (Ω)
0.112	1.665	0.419	0.421	1000	67,267	62,5	7,63
0.165	1.265	0.648	0.323	2000	130,435	125,0	4,35
0.200	1.008	0.782	0.26	3000	198.41	187,5	5,02
0.221	0,856	0.880	0.22	4000	258,17	250,0	3,27
0.238	0.734	0.946	0.189	5000	324,25	312,5	3,76
0.251	0.642	1.00	0.166	6000	390,96	375,0	4,26
0.262	0.570	1.045	0.148	7000	459,64	437,5	5,06
0.268	0.512	1.075	0.135	8000	523,43	500,0	4,69
0.273	0.464	1.10	0.122	9000	595,24	562,5	5,02
0.280	0.422	1.128	0.112	10000	663,5	625	6,16

TRANSFORMADOR: CARGA RESISTIVA

Relación: 1:4

Frecuencia = 600 Hz

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA		CARGA	IMPEDANCIA DE ENTRADA		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)		Z_L (Ω)	Z_e medida (Ω)	Z_e calculada (Ω)
0,11	1,64	0,409	0,412	1000	67,07	62,5	7,32
0,162	1,248	0,630	0,318	2000	129,8	125,0	3,85
0,195	1,00	0,769	0,257	3000	195,0	187,5	4,0
0,218	0,844	0,862	0,216	4000	258,3	250,0	3,32
0,234	0,723	0,93	0,186	5000	323,65	312,5	3,57
0,247	0,631	0,982	0,164	6000	391,44	375,0	4,38
0,256	0,561	1,022	0,146	7000	456,32	437,5	4,30
0,264	0,504	1,055	0,132	8000	523,8	500,0	4,76
0,270	0,457	1,081	0,120	9000	590,8	562,5	5,03
0,275	0,416	1,104	0,11	10000	661,05	625,0	5,77

TRANSFORMADOR: CARGA INDUCTIVA

Relación: 1:4

Frecuencia = 60 HZ

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA			CARGA		IMPEDANCIA DE ENTRADA		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)	L (henrios)	Z_L (Ω)	$ Z_e $ medida (Ω)	$ Z_e $ calculada (Ω)	%Er.	
0,140	5,40	0,521	1,381	0,994	377,26	25,92	23,578	9,95	
0,193	4,18	0,747	1,062	1,848	703,39	46,17	43,96	5,03	
0,240	3,43	0,944	0,876	2,835	1077,62	69,97	67,35	3,89	
0,274	2,83	1,092	0,722	3,98	1512,46	96,82	94,53	2,42	
0,290	2,40	1,164	0,615	4,976	1892,68	120,83	118,3	2,15	
0,294	2,08	1,18	0,535	5,8	2205,6	141,34	137,85	2,54	
0,315	1,64	1,268	0,418	7,98	3033,5	192,07	189,6	1,31	
0,320	1,33	1,288	0,346	9,79	3722,54	240,6	232,66	3,41	
0,337	0,69	1,368	0,18	23,18	7600,0	488,4	475,0	2,82	

TRANSFORMADOR: CARGA INDUCTIVA

Relación: 1:4

Frecuencia = 600 Hz

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA		CARGA		IMPEDANCIA DE ENTRADA		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol).	I_2 (mA)	L (henrios)	Z_L (Ω)	$ Z_e $ medida (Ω)	$ Z_e $ calculada (Ω)	%Er.
0,139	5,44	0,516	1,382	0,099	373,37	25,55	23,33	9,5
0,214	4,42	0,832	1,126	0,196	738,89	48,41	46,18	4,84
0,256	3,56	1,011	0,905	0,296	1117,12	71,91	69,82	2,99
0,280	2,91	1,115	0,744	0,397	1498,65	96,22	93,66	2,73
0,295	2,45	1,176	0,625	0,50	1881,6	120,4	117,6	2,39
0,314	1,63	1,26	0,418	0,80	3014,35	192,63	188,4	2,25
0,320	1,32	1,285	0,342	1,0	3757,31	242,42	234,83	3,23
0,333	0,26	1,346	0,07	5,1	19228,5	1280,76	1201,7	6,57
0,334	0,14	1,348	0,04	8,94	33700,0	2385,7	2106,25	13,27

TRANSFORMADOR: CARGA CAPACITIVA

Relación: 1:4

Frecuencia = 60 Hz

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA		CARGA			IMPEDANCIA DE ENTRADA		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)	C (uf)	Z_L (Ω)	$ Z_e $ medida (Ω)	$ Z_e $ calculada (Ω)	%Er.	
0,282	0,335	1,134	0,084	0,2	135000,0	841,79	843,75	-0,23	
0,268	0,651	1,09	0,162	0,4	6728,4	411,67	420,52	-2,1	
0,252	0,916	1,02	0,23	0,6	4434,78	275,11	277,17	-0,74	
0,232	1,13	0,95	0,284	0,8	3345,07	205,31	209,067	-1,8	
0,212	1,30	0,868	0,327	1,0	2654,43	163,07	165,9	-1,7	
0,193	1,43	0,80	0,36	1,2	2222,22	134,96	138,89	-2,83	
0,176	1,525	0,726	0,383	1,4	1895,56	115,41	118,47	-2,59	
0,162	1,60	0,66	0,403	1,6	1637,71	101,25	102,35	-1,08	
0,15	1,66	0,612	0,419	1,8	1460,62	90,36	91,28	-1,02	

TRANSFORMADOR: CARGA CAPACITIVA

Relación: 1:4

Frecuencia = 600 HZ

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA			CARGA			IMPEDANCIA DE ENTRADA		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)	C (uf)	Z_L (Ω)	$ Z_e $ medida (Ω)	$ Z_e $ calculada (Ω)	%Er		
0,207	0,646	0,843	0,159	0,05	5301,18	320,43	331,36	-3,3		
0,182	0,912	0,75	0,227	0,08	3303,96	199,56	206,5	-3,36		
0,168	1,05	0,69	0,262	0,1	2633,58	160,0	164,6	-2,79		
0,109	1,376	0,454	0,345	0,2	1315,94	79,21	82,24	-3,69		
0,078	1,47	0,32	0,368	0,3	869,56	53,06	54,34	-2,37		
0,058	1,518	0,2	0,382	0,4	628,27	83,2	39,26	2,7		
0,048	1,54	0,20	0,387	0,5	516,8	31,17	32,29	3,5		
0,0395	1,548	0,165	0,39	0,6	423,07	25,52	26,44	3,5		
0,0345	1,572	0,145	0,396	0,7	366,16	21,94	22,88	4,1		

TRANSFORMADOR: CARGA RESISTIVA
 Relación: 4:1
 Frecuencia = 60 HZ

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA		CARGA	IMPEDANCIA DE ENTRADA		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)		$ Z_L $ (Ω)	$ Z_e $ medida (Ω)	$ Z_e $ calculada (Ω)
2,60	1,57	0,613	6,13	100	1656,05	1600,0	3,5
2,72	0,852	0,668	3,33	200	3192,48	3200,0	-0,23
2,89	0,46	0,721	1,78	400	6282,6	6400,0	-1,83
2,90	0,316	0,729	1,20	600	9177,21	9600,0	-4,4
2,91	0,235	0,733	0,91	800	12383,0	12800,0	-3,26
2,91	0,196	0,734	0,71	1000	14846,9	16000,0	-7,21
2,92	0,165	0,741	0,59	1200	17696,96	19200,0	-7,83
2,93	0,145	0,738	0,51	1400	20206,9	22400,0	-9,79
2,92	0,130	0,735	0,44	1600	22461,54	25600,0	-12,26
2,92	0,103	0,733	0,345	2000	28349,51	82000,0	-11,41

TRANSFORMADOR: CARGA RESISTIVA
 Relación: 4:1
 Frecuencia = 600 HZ

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA		CARGA	IMPEDANCIA DE ENTRADA		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)	Z_L (Ω)	$ Z_e $ medida (Ω)	$ Z_e $ calculada (Ω)	%Er.
2,85	1,72	0,683	6,86	100	1656,97	1600,0	3,56
3,07	0,64	0,747	2,48	300	4796,87	4800,0	-0,07
3,08	0,397	0,761	1,51	500	7758,2	8000,0	-3,02
3,08	0,28	0,764	1,09	700	11000,0	11200,0	-1,82
3,09	0,207	0,772	0,75	1000	14927,5	16000,0	-6,7
3,09	0,140	0,775	0,50	1500	22071,4	24000,0	-8,04
3,09	0,110	0,777	0,37	2000	28090,1	32000,0	-12,2
3,09	0,09	0,778	0,29	2500	34333,3	40000,0	-14,17
3,09	0,080	0,779	0,25	3000	38625,0	48000,0	-19,53
3,09	0,071	0,779	0,22	3500	44142,9	56000,0	-21,17

TRANSFORMADOR: CARGA INDUCTIVA

Relación: 4:1

Frecuencia = 60 Hz

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA			CARGA		IMPEDANCIA DE ENTRADA		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)	L (henrios)	Z_L (Ω)	Z _e medida (Ω)	Z _e calculada (Ω)	%Er.	
0,68	1,030	0,15	4,03	0,1	37,699	660,2	603,18	9,45	
0,71	0,298	0,156	1,18	0,3	113,09	2382,55	2115,25	12,64	
0,75	0,190	0,167	0,756	0,6	226,19	3947,36	3619,1	9,07	
0,76	0,124	0,183	0,495	1,0	376,99	6129,03	6031,84	1,61	
0,76	0,042	0,193	0,174	3,0	1130,97	18095,23	18095,52	0,0	
0,76	0,021	0,195	0,086	6,0	2261,94	36190,4	36191,04	0,0	
0,77	0,012	0,198	0,051	10,2	3882,35	64166,67	62117,64	3,3	
0,76	0,0055	0,20	0,023	23,18	8738,65	138181,8	139818,4	-1,17	
0,77	0,002	0,198	0,01	53,0	19980,5	308000,0	319680,0	-3,65	

TRANSFORMADOR: CARGA INDUCTIVA
 Relación: 4:1
 Frecuencia = 600 Hz

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA		CARGA		IMPEDANCIA DE ENTRADA		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)	L (henrios)	Z_L (Ω)	$ Z_e $ medida (Ω)	$ Z_e $ calculada (Ω)	%Er.
1,78	0,288	0,431	1,165	0,1	369,95	6180,5	5919,3	4,41
1,78	0,147	0,45	0,6	0,2	750,0	12108,0	12000,0	0,91
1,79	0,098	0,452	0,398	0,3	1135,67	18265,3	18170,85	0,52
1,786	0,071	0,453	0,30	0,4	1510,0	25154,9	24160,0	4,12
1,778	0,058	0,45	0,238	0,5	1890,75	30655,17	30252,1	1,33
1,778	0,048	0,452	0,20	0,6	2260,0	37041,67	36160,0	2,44
1,788	0,040	0,455	0,17	0,7	2676,47	44500,0	42823,6	3,91
1,80	0,035	0,461	0,15	0,8	3073,33	51428,6	49173,33	4,59
1,80	0,027	0,46	0,116	1,0	3965,5	66666,67	63448,27	5,07

TRANSFORMADOR: CARGA CAPACITIVA

Relación: 4:1

Frecuencia = 60 HZ

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA		CARGA		IMPEDANCIA DE ENTRADA		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)	C (uf)	Z_L (Ω)	$ Z_e $ medida (Ω)	$ Z_e $ calculada (Ω)	%Er.
1,704	0,045	0,428	0,182	1	2351,6	37866,67	37626,37	0,64
1,704	0,09	0,427	0,364	2	1173,07	18933,33	18769,23	0,87
1,694	0,168	0,422	0,678	4	622,42	10083,33	9958,7	1,25
1,693	0,255	0,415	1,022	6	406,06	6639,2	6497,06	2,19
1,69	0,327	0,406	1,307	8	310,63	5168,2	4970,16	3,98
1,68	0,41	0,394	1,606	10	246,25	4097,6	3940,0	4,0
1,67	0,48	0,38	1,888	12	202,12	3479,16	3234,04	7,58
1,70	0,602	0,427	2,4	14	177,91	2823,92	2846,6	-0,8
1,696	0,692	0,426	2,76	16	154,34	2450,8	2469,56	-0,76

TRANSFORMADOR: CARGA CAPACITIVA
 Relación: 4:1
 Frecuencia = 600 HZ

VARIABLES DE ENTRADA		VARIABLES DE SALIDA			CARGA			IMPEDANCIA DE ENTRADA		
V_1 (vol)	I_1 (mA)	V_2 (vol)	I_2 (mA)	C (uf)	Z_L (Ω)	$ Z_e $ medida (Ω)	$ Z_e $ calculada (Ω)	%Er.		
1,756	0,042	0,445	0,168	0,1	2652,58	41809,5	42441,32	-1,49		
1,756	0,086	0,443	0,338	0,2	1326,3	20418,6	21220,66	-3,78		
1,753	0,17	0,441	0,675	0,4	663,14	10311,76	10610,33	-2,81		
1,75	0,251	0,433	0,998	0,6	442,097	6972,11	7073,55	-1,43		
1,74	0,328	0,425	1,303	0,8	331,57	5304,87	5305,16	0,0		
1,733	0,399	0,416	1,59	1,0	265,25	4343,35	4244,13	2,34		
1,72	0,47	0,403	1,85	1,2	221,05	3659,57	3536,77	3,47		
1,74	0,595	0,445	2,36	1,4	189,47	2924,37	3031,52	-3,53		
1,74	0,85	0,446	3,38	2,0	132,63	2047,06	2122,066	-3,53		

4.4.c Análisis de resultados

I) Transformador ideal con relación 1:4

Para el análisis de los resultados obtenidos, es necesario tomar cada carga como caso particular; esto es:

- Carga resistiva.

Observando las tablas de resultados para 60 Hz y 600 Hz respectivamente, se concluye que este dispositivo responde con resistencias de carga comprendidas entre 2000Ω y 9000Ω , con un error del 5%, esto indica que el transformador ideal funciona linealmente para las frecuencias utilizadas en el experimento.

- Carga inductiva

En este caso debido a que la carga es una reactancia, existen diferentes rangos de funcionamiento para las dos frecuencias experimentadas, por lo tanto se observa que:

· para la frecuencia de 60 Hz, el dispositivo responde a partir de 1.85 henrios en adelante, como se puede apreciar en la tabla de resultados, y

· para la frecuencia de 600 Hz, los errores que están dentro del rango adoptado (5%), corresponden a inductancias de carga entre 0,19 henrios y 1 henrio.

Como consecuencia de lo descrito, se observa que para

los dos tipos de frecuencia el transformador ideal funciona con una equivalencia de carga inductiva comprendida entre $700\ \Omega$ y $7600\ \Omega$. Debe aclararse que el límite superior no es exacto, debido a que el error a esta carga no llega al 5% (2.82%)

- Carga capacitiva

Como se puede observar los resultados obtenidos demuestran que este dispositivo, funciona para todos los valores de capacitancia de carga tomados, tanto para 60Hz y 600 Hz.

Lo mencionado se basa en que todos los errores calculados para las diferentes cargas, son menores que el 5%. en consecuencia no se puede observar un rango de funcionamiento límite.

Finalmente se concluye que este dispositivo responde para cada una de las cargas experimentadas, con sus respectivos rangos de funcionamiento.

Adicionalmente como aclaración gráfica, se muestra la estructura de la red experimentada, en la siguiente figura:

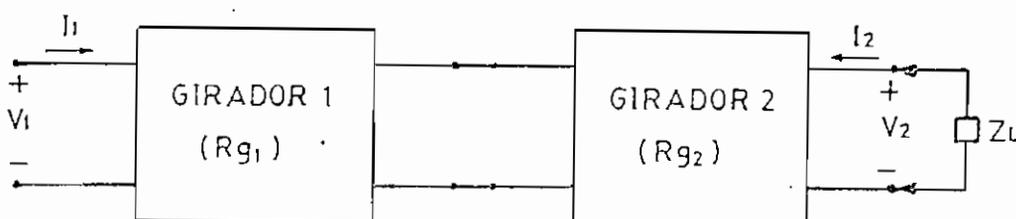


Fig. 4.6 Transformador ideal con relación 1:4

donde:

$$R_{g_1} = 500 \Omega$$

$$R_{g_2} = 2000 \Omega$$

$$X = \frac{R_{g_1}}{R_{g_2}} = \frac{500 \Omega}{2000 \Omega}$$

$$X = \frac{1}{4} \text{ (relación de transformación)}$$

II) Transformador ideal con relación 4:1

- Carga resistiva.

Experimentalmente cuando se tiene como carga una resistencia, se observa que el rango de funcionamiento al cual responde dicho dispositivo, está comprendido entre 100Ω y 800Ω de carga para las frecuencias de 60 Hz y 600 Hz.

Esto indica que la máxima impedancia de entrada que puede obtenerse del transformador ideal es de 12800Ω , con una respuesta [lineal] en las dos frecuencias analizadas.

- Carga inductiva.

Al tener de carga una inductancia en este cuádrípulo, se obtiene que según los resultados experimentales, existe un rango para el cuál se tiene errores menores al 5%, indicando de esta manera una limitación en la aplicación de esta carga.

De acuerdo a las dos frecuencias en estudio, se tiene que:

- . para 60 Hz esta red responde para valores de inductancias comprendidas entre 1 henrio y 53 henrios, y
- . para la frecuencia de 600 Hz, la carga inductiva varía de 0,1 henrio hasta 1,0 henrios.

Los valores de carga representados en ohmios, están por el mismo orden para las dos frecuencias experimentadas, implicando la linealidad de funcionamiento de este dispositivo en el rango anotado.

- Carga capacitiva.

De los resultados obtenidos, para una carga capacitiva en el transformador ideal, se concluye que:

- . para la frecuencia de 60 Hz, la capacitancia de carga comprendida entre 1 μf y 16 μf son aceptables para una respuesta normal de este cuadripolo, y
- . para 600 Hz, todos los errores calculados son menores que el 5%, ratificando de esta manera una respuesta lineal de esta red en los valores de capacitancia de carga de 0.1 μf a 2 μf .

Para el caso de las dos frecuencias mencionadas, no es apreciable el límite de funcionamiento, debido a que los errores obtenidos no llegan al 5%.

Finalmente se concluye que el transformador ideal de relación 4:1, cumple con sus características teóricas pa

ra cada una de las cargas analizadas, con sus respectivas restricciones. Como una aclaración gráfica, este dispositivo tiene la siguiente estructura:

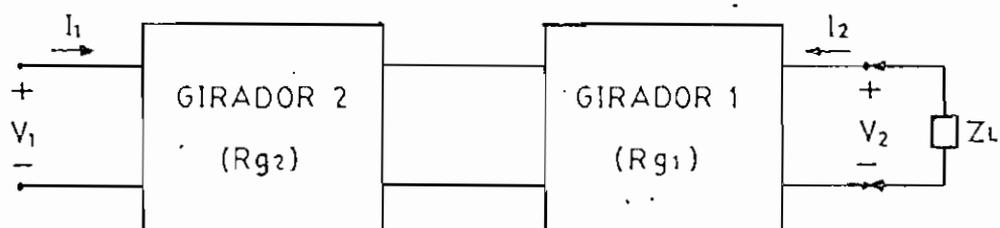


Fig. 4.7 Transformado ideal con relación 4:1

donde:

$$Rg_2 = 2000\Omega$$

$$Rg_1 = 500\Omega$$

$$X = \frac{Rg_2}{Rg_1} = \frac{4}{1} \text{ (relación de transformación)}$$

En forma general, se ha demostrado que el transformador ideal con relación 1:4 y de 4:1, cumple con sus ecuaciones teóricas que lo definen; es decir mantiene la relación existente entre las variables, voltaje y corriente de entrada y salida. Puesto que la impedancia de entrada Z_e está relacionada con la carga Z_L a través de X^2 , y que V_1 , I_1 y V_2 , I_2 se relacionan con el parámetro X , esta red funciona como un transformador de impedancias, lo mencionado se demuestra en los resultados experimentales.

Se debe aclarar que para frecuencias superiores a 600 Hz,

el dispositivo disminuye su rango de funcionamiento a medida que aumenta la frecuencia, de manera que por ejemplo a 6 KHz ya no funciona; esto es debido a que el amplificador operacional usado, tiene su limitante en la aplicación de estas redes.

CAPITULO V

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

C A P I T U L O V

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 CONCLUSIONES

Una vez realizado el estudio de los cuádrupolos especiales en forma teórica y experimental, se concluye que:

- Es posible la realización de estos dispositivos; para lo cual ha sido necesario seguir una secuencia de análisis, puesto que uno es consecuencia del otro.
- Las redes que involucran convertidores de impedancia negativa como son; giradores con estructura T o π , ó giradores compuestos por fuentes de corriente y N.I.C.s, no han sido posible obtenerlas experimentalmente, debido a que dichos dispositivos, por el riesgo de inestabilidad introducido con las resistencias negativas, precisan que sus elementos componentes, amplificadores operacionales y resistencias positivas, tengan características lo mas cercanas posibles a las ideales.
- Para el caso de un inversor de impedancia negativa (N.I.I), experimentalmente se obtuvo:

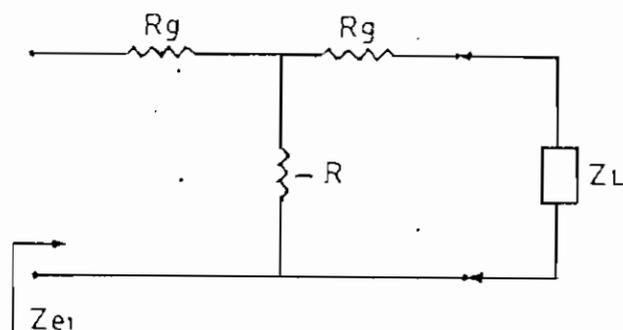


Fig. 5.1 (N.I.I con estructura T)

Si $R_g = 500 \Omega$ $R = 300 \Omega$

con Z_L variable

Pero es de esperarse que $R_g=R$ para obtener un inversor de impedancia negativa que cumpla con su característica, es decir que:

$$Z_{e1} = - \frac{R_g^2}{Z_L}$$

Esto no fue posible a pesar de que se experimentó con varios amplificadores operacionales tales como: A741, LM301N, LM307N, LM308N, LM318N, TL072, algunos de los cuales se encuentran en el mercado local a un costo aceptable.

El problema que se presentó fue que para valores superiores a 300Ω de carga del N.I.C., la respuesta del conjunto ya no era lineal, produciéndose una distorsión de la onda del voltaje de salida. Para la red en π sucede lo mismo.

Como consecuencia de lo descrito, el girador para este ti-

po de red tampoco funciona, porque para obtener este cuadripolo es necesario acoplar en cascada un N.I.C. con un N.I.I.

- Las fuentes controladas, se las ha experimentado con los tipos de amplificadores operacionales anotados anteriormente, obteniendo como resultado que el elemento de mejores características en esta red fue el LM307N, debido a que éste tiene como aplicación típica el de funcionar como una fuente de corriente.
- Siendo los otros cuadripolos especiales (girador y transformador ideal) una consecuencia de interconexiones de fuentes controladas corriente-tensión, experimentalmente se ha obtenido dichas redes también con el amplificador operacional LM307N.
- El convertidor de impedancia negativa se lo experimentó con los amplificadores operacionales anotados anteriormente, obteniéndose su funcionamiento para cada uno de ellos, pero con las condiciones señaladas en el diseño.
- En consecuencia se puede concluir que cada red, de acuerdo a la función que desempeñe, necesita amplificadores operacionales que estén de acuerdo a sus propósitos, o cuyo elemento tenga características cercanas a las ideales.

- Las redes que no están formadas por convertidores de impedancia negativa, es decir que contienen fuentes controladas, poseen una mayor estabilidad en su funcionamiento.
- Los dispositivos que se han realizado como son; fuentes controladas corriente-tensión, convertidor de impedancia negativa, girador y transformador ideal, cada uno posee sus limitaciones en el rango de funcionamiento, al cual se lo ha determinado experimentalmente.
- Debido a que se tiene un rango definido en estas redes, el campo de aplicación de cada una de ellas es también restringido.
- Las redes activas realizadas experimentalmente, permiten obtener en frecuencias bajas, mejores características de respuesta.

5.3 RECOMENDACIONES

- Puesto que se ha obtenido experimentalmente los cuádrupolos especiales mencionados, es necesario ampliar los estudios, en el sentido de poder acoplar estos dispositivos en circuitos concretos; es decir sería conveniente realizar las aplicaciones de cada uno de ellos.

- Si se desea obtener un mayor rango de funcionamiento de estas redes, por ejemplo que respondan a mayores frecuencias; se recomienda que sus elementos componentes sean de buenas características, es decir usar resistencias de precisión menores que el 1% y amplificadores operacionales casi ideales, como es el caso del OPA600UM, cuyo costo es elevado y no se encuentra en el mercado local.
- Cuando se tengan circuitos activos que involucren convertidores de impedancia negativa, será necesario hacer para cada caso un análisis de estabilidad del conjunto, de tal manera que pueda obtenerse un rango de funcionamiento estable.

BIBLIOGRAFIA

- John V. Wait, "INTRODUCTION TO OPERATIONAL AMPLIFIER THEORY AND APPLICATION", Mc Graw Hill, Japón (1975).
- M.E. Van Valkenburg, "ANÁLISIS DE REDES" Editorial Limusa, México (1979)
- Chan - Chan - Chan, "ANÁLISIS OF LINEAR NETWORKS AND SYSTEM", Eddison-Wesley, U.S.A. (1972)
- J.C. Marchais, "EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL Y SUS APLICACIONES", Marcombo S.A., Barcelona (1981)
- De Pian, Louis, "LINEAR ACTIVE NET WORK THEORY", Englewood Cliffs, N.J. Prentice Hall (1962)
- Hennyey, Zoltán, "LINEAR ELECTRIC CIRCUIT", New York, Addison - Wesley (1962)
- Ghausi, Mohammed Shuaib, "PRINCIPALES AND DESIGN OF LINEAR ACTIVE CIRCUITS", New York, Mc Graw Hill (1965)
- Bildstein, Paul, "FILTROS ACTIVOS", Madrid, Paraninfo (1977).
- S.S. Haykin, "ACTIVE NETWORK THEORY", Addison Wesley (1970)

- Temes, Gabor, "MODERN FILTER THEORY AND DESIGN" (1973).
- Kendall, L., "REALIZACION OF THE IDEAL TRANSFORMER WITH ACTIVE ELEMENTS", Proc. I.E.E.E. (1966)
- Ruston, H., Bordogna, J., "ELECTRONIC NETWORKS: FUNCTION, FILTER, ANALYSIS", Mc Graw Hill, USA (1966).
- Vass Helena, "CIRCUITOS ELECTRICOS III", Quito (1979).