

CAPÍTULO IV

Estudio de los Parámetros Característicos de Circuitos Amplificadores

Análisis por inspección

Introducción

Se analizarán *circuitos amplificadores de dos pares de terminales con uno o más dispositivos activos* donde, salvo indicación expresa en contrario, se supondrá que uno de los terminales de cada par es común a la entrada y la salida.

Se admitirá que el o los dispositivos activos del circuito se encuentran *polarizados en su zona de funcionamiento analógico-lineal*, es decir: zona de características **estranguladas, en los MOSFET (también llamadas "saturadas")** o modo activo directo, en los TBJ. Se conocen los parámetros propios de los dispositivos y las corrientes y tensiones continuas del punto de trabajo en reposo o punto de polarización.

Se considerará que el generador de excitación, que provee *la señal útil que se desea procesar en forma lineal*, proviene de un generador de señal *aplicado* a los terminales de entrada del circuito. A los efectos de los dispositivos activos, dicha excitación se interpreta como incrementos de las corrientes y tensiones totales alrededor de los valores de reposo. Esta señal podrá tener cualquier forma de variación en el tiempo pero los valores instantáneos que tomen las corrientes y tensiones totales en los dispositivos activos deberán estar comprendidos entre extremos tales, alrededor de los valores de polarización, que pueda admitirse que estos dispositivos se comportan linealmente para la señal. Se considerará este comportamiento lineal, *dentro del grado de tolerancia o distorsión por alinealidad* que admite el sistema en que se utilizará el circuito. Al par de terminales de salida se conectará la *carga*, donde se obtendrá la *señal procesada por el circuito*.

Para el análisis se aceptará que las señales a procesar poseen un determinado espectro continuo o discreto de frecuencias, determinado por la transformada de Fourier correspondiente, que se reducirá a una serie discreta para el caso particular de procesar señales periódicas. Las componentes senoidales del espectro podrán tener sus frecuencias físicas⁽¹⁾ comprendidas desde cero -incrementos o pequeñas variaciones de continua-, hasta la que corresponda a la componente significativa de mayor frecuencia que permita obtener a la salida del circuito, una señal que mantenga la relación lineal deseada con la de excitación⁽²⁾. Esta *relación lineal* deseada podría ser:

⁽¹⁾ Sólo la forma de onda senoidal tiene una pulsación expresada por un número real que posee un significado físico, determinado por la velocidad angular del fasor que genera la senoide. Por definición se entiende que toda onda senoidal es pura, es decir, posee amplitud y pulsación constantes, y fase variable linealmente en el tiempo con o sin valor inicial, para la variable tiempo comprendido entre $-\infty$ y $+\infty$. La **frecuencia física** de la onda senoidal resulta $f=\omega/2\pi$.

⁽²⁾ Se sobreentiende que lo que determina el comportamiento lineal del circuito amplificador es que el nivel de señal a procesar sea menor a uno predeterminado, que fije un valor máximo de distorsión por alinealidad admisible, y una vez linealizado, el comportamiento del circuito amplificador responderá linealmente en todo el espectro de frecuencias (de 0 a infinito), conservando la forma de onda senoidal para todas las componentes del espectro.

- a) Reproducir a la salida las variaciones en el tiempo de la señal de excitación, es decir, obtener a la salida una señal que sea el producto de un número real constante que multiplica a todos los valores instantáneos que toma la señal de entrada. Se lo podrá lograr con la aproximación necesaria de acuerdo al grado de tolerancia admitido por el sistema en que se utilizará el circuito.
- b) Obtener a la salida una señal que sea la derivada o integral de la señal de excitación, multiplicada por un número real constante.
- c) Obtener a la salida una señal que sólo contenga una parte de las componentes del espectro de la señal de entrada o elimine una parte de dichas componentes, caso de los filtros analógicos.

Si se quiere reproducir la señal de entrada de acuerdo a lo indicado en el punto a), pero el espectro de la señal de excitación posee componentes de frecuencias que superan el ancho de banda útil en la respuesta en frecuencia del circuito amplificador, la señal de salida no conservará la forma de variación en el tiempo de la señal de entrada, existiendo *distorsión por frecuencia*.

Con estas consideraciones se dibuja el circuito de pequeña señal, que se denominará directamente de señal sobreentendiendo la suposición de linealidad. Las fuentes de alimentación de continua utilizadas para polarizar los dispositivos activos se modelizan de acuerdo a su comportamiento para la señal, cortocircuitando los generadores ideales de tensión continua y abriendo los generadores ideales de corriente continua, dejando incluidas en el circuito de señal sus impedancias internas de señal o incrementales⁽³⁾ que tengan influencia sobre la señal útil.

De acuerdo a lo indicado, se considerará que se trabaja con *circuitos de dos pares de terminales* con uno común a la entrada y la salida, que pueden modelizarse linealmente para la señal a los efectos del generador de excitación y de la carga. El generador de excitación es la fuente de la señal a procesar por el circuito que se conectará a los terminales de entrada, y la carga, acoplada a los terminales de salida, es donde se obtiene la potencia útil de la señal procesada que entrega el amplificador. El esquema del bloque amplificador, considerado como una red circuital lineal activa de dos pares de terminales, incluye *todos los componentes pasivos* que tengan alguna incidencia sobre la señal y los *dispositivos activos* que contenga.

⁽³⁾ A los efectos del modelo incremental, los generadores ideales del equivalente de Thévenin de las fuentes de alimentación de continua, no producen incrementos de tensión o corriente. La impedancia interna de señal o simplemente impedancia interna de las fuentes de continua, definida como la impedancia equivalente de Thévenin que presenta la fuente de continua real a los efectos de la señal útil, no tiene por qué ser igual a la resistencia interna medida en corriente continua.

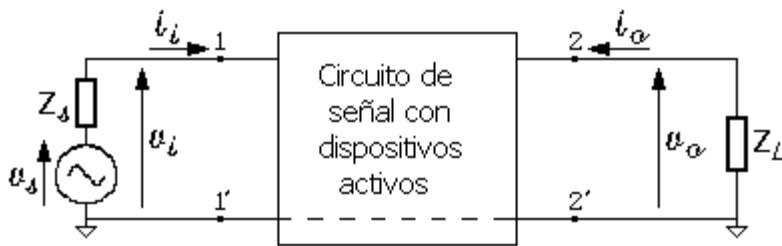


Fig. 4.1

Si bien el *circuito bajo estudio* se considera *lineal para la señal*, eso no significa que lo sean el generador de la señal de excitación ni la carga, por lo que *modelizar linealmente al circuito de dos pares de terminales* no implica poder aplicar los teoremas de Thévenin o Norton desde sus terminales de entrada, a los efectos del generador de excitación, o desde sus terminales de salida, a los efectos de la carga.

Sólo en el caso en que el generador de excitación y/o la carga se comporten linealmente para la señal, dentro de los límites establecidos para las señales de trabajo, se podrán hallar los circuitos equivalentes de Thévenin/Norton *a los efectos del generador de excitación*, "mirando" hacia el [conjunto circuito amplificador-carga] y/o *a los efectos de la carga*, "mirando" hacia el [conjunto circuito amplificador-generador de excitación].

Dado que *la base* de todo el análisis del tema, reside en la aplicación de los teoremas de Thévenin o su dual, el de Norton, nos referiremos normalmente al circuito equivalente de Thévenin, sobreentendiendo que, dada su equivalencia, se utilizará indistintamente según convenga en cada caso particular, el modelo con generador de tensión ideal en vacío v_{Th} o con generador de corriente ideal en cortocircuito i_N con la correspondiente impedancia de Thévenin/Norton, $Z_{Th} = Z_N$, en serie o en paralelo respectivamente.

Las herramientas para la resolución de circuitos se basan en la aplicación de las *leyes de Kirchoff* de corrientes -KCL- y de tensiones -KVL- (ecuaciones de mallas y nodos). La aplicación directa de estas herramientas a circuitos lineales, conduce al planteo de sistemas de ecuaciones integro-diferenciales lineales. Esta operatoria resulta manualmente engorrosa para circuitos complejos y su resolución, utilizando software matemático o de simulación de circuitos que evite el planteo analítico de las ecuaciones, es generalmente poco útil si no se pueden predecir los resultados aproximados esperables que permitan juzgar si los valores obtenidos (manualmente, por calculadora científica, mediante computadora utilizando software matemático o utilizando software de simulación de circuitos eléctricos) son del orden correcto. Asimismo, para hacer un primer ajuste de los parámetros del software de simulación, que permitan al programa realizar las aproximaciones necesarias para una adecuada convergencia de los algoritmos que utiliza, resulta necesario realizar un estudio previo de modo de poder obte-

ner resultados confiables, que aún así deben ser contrastados con los resultados aproximados esperables. Estos métodos de estimación rápida de resultados, basados en el análisis del funcionamiento de los circuitos es lo que se conoce como *análisis por inspección*.

El bloque amplificador de dos pares de terminales puede caracterizarse como un dispositivo cuyos parámetros circuitales incrementales intrínsecos pueden definirse de diferentes formas, de acuerdo a como se considere el estado de su entrada y su salida –abierto o en cortocircuito-. Ejemplos de estos modelos son los *modelos de redes circuitales de dos pares de terminales* -modelo “h”, “y”, etc- o modelos relacionados con el principio de funcionamiento físico de los dispositivos activos y pasivos que contenga.

Por definición consideramos que los parámetros característicos del circuito amplificador incluyen, además del bloque amplificador de dos pares de terminales, a su generador de excitación y a su carga, es decir son parámetros que caracterizan al circuito amplificador completo.

4.1.- Análisis por inspección de circuitos de dos pares de terminales que contengan uno o más dispositivos activos.

Consiste en poder escribir en forma directa las expresiones de los parámetros característicos de señal de un circuito completo, incluyendo al amplificador en sí, al generador cuya señal se necesite procesar y a su carga, justificadas mediante un análisis simple, utilizando un mínimo de expresiones matemáticas auxiliares, y en poder explicar cualitativamente cómo estimar el orden de sus valores.

Estos razonamientos se basan en simplificar la *aplicación del teorema de Thévenin* a los efectos de los elementos conectados a sus dos pares de terminales, siempre que resulte posible. Se considera para ello *implícito, el modelo incremental* de los dispositivos activos contenidos en el circuito bajo estudio, y se obtienen los resultados buscados realizando un *análisis cualitativo por simple observación* del circuito de señal. Se utilizan como *auxiliares operativas, técnicas de reducción de impedancias, divisores de tensión y/o corriente* que se formen en el circuito y procedimientos cualitativos para introducir *los efectos de los generadores controlados al activarse*, que forman parte de los modelos de los dispositivos amplificadores. En muchas ocasiones este tipo de análisis permite determinar fácilmente, la variación de los parámetros característicos del circuito completo respecto a los parámetros intrínsecos de los modelos de los dispositivos activos.

Se considera para ello que los dispositivos activos se comportan circuitalmente para la señal de acuerdo a su *modelo incremental intrínseco* básico. Esta forma de comportamiento, para el análisis por inspección, se manifiesta implícitamente *sin necesidad de dibujarlo explícitamente* en el circuito completo de señal. Por modelo circuital incremen-

tal intrínseco de un dispositivo amplificador, se entiende aquel en el que sus *componentes o parámetros*, son independientes de los componentes del circuito de señal conectados externamente al mismo y representan, para un determinado punto de trabajo estático o punto de reposo, los *efectos circuitales* de los *fenómenos derivados del modelo físico con que se interpreta el funcionamiento interno* de los dispositivos activos.

En el análisis que sigue, se supondrá que la señal de excitación es de tipo senoidal, de una determinada frecuencia física y, de ser necesario, se obtendrán las expresiones y valores en función de la frecuencia.

El *método de análisis por inspección* es aplicable tanto si fuera necesario considerar o no, la influencia de efectos reactivos. De ser necesario se incluyen los elementos reactivos en el circuito de señal - capacitores e inductores que haya en el circuito, capacitancias e inductancias parásitas de componentes y conexiones- y se consideran, *también implícitamente*, las capacitancias e inductancias que representan los efectos reactivos en los circuitos equivalentes básicos de los dispositivos activos. Si no se tienen en cuenta efectos reactivos, las cuatro variables terminales estarán en fase o contrafase de acuerdo al principio de funcionamiento en señal de los dispositivos activos y a los sentidos de referencia adoptados para las corrientes y tensiones de entrada y salida y al obtener los parámetros característicos del circuito, las impedancias de entrada y salida (resistencias en este caso) y las transferencias de tensión, corriente, transadmitancia (transconductancia en este caso) y transimpedancia (transresistencia en este caso), estarán representadas por números reales positivos o negativos.

De existir efectos reactivos en el circuito, las corrientes y tensiones de los terminales estarán defasadas en ángulos distintos de 0° o 180° y sus parámetros característicos serán números complejos que se representarán, en forma binómica por sus partes real e imaginaria, o en forma exponencial por su módulo y argumento, de acuerdo a las necesidades de facilitar el manejo analítico que sea necesario realizar. Este defasaje deberá tenerse en cuenta al realizar cálculos por inspección. Análogamente deberá tenerse en cuenta el defasaje al obtener las potencias activas de señal.

El *análisis de circuitos por inspección* parte de un *esquema conceptual básico*: usar herramientas que simplifiquen la *aplicación del teorema de Thévenin* para hallar los correspondientes circuitos equivalentes a los efectos del generador de excitación y de la carga (siempre que ello pueda realizarse por admitir comportamiento lineal del generador y de la carga o que pueda considerarse que los dispositivos activos *los aísla*, como ocurre en ciertas aplicaciones).

Para simplificar el procedimiento de aplicación del teorema de Thévenin, de modo de permitir un análisis cualitativo se recurre, entre

otras, a *técnicas de reducción de impedancias* cuando en el circuito existen impedancias conectadas entre dos nodos cualesquiera o que resultan comunes a dos mallas, siempre que esa "reducción" sea factible de realizar sin tener que recurrir al planteo de ecuaciones complicadas.

Como procedimientos auxiliares se utilizarán:

- La aplicación de las *leyes de Kirchoff* de corrientes -KCL- y de tensiones -KVL-, sin necesidad de escribirlas en forma explícita en la mayoría de los casos.
- Los *divisores de tensiones y corrientes* que se puedan considerar para simplificar los procedimientos.
- Los *efectos de la activación de los generadores controlados* de los modelos circuitales de los dispositivos activos, ya sea a través de su acción sobre las impedancias al aplicar reducción o directamente al examinar su efecto en el circuito.

4.2.- Enunciado del teorema de Thévenin/Norton desde el punto de vista del análisis por inspección

Se enunciará el teorema *Thévenin/Norton* de forma tal que contenga los elementos necesarios para facilitar su aplicación mediante el *análisis por inspección de circuitos amplificadores lineales, de dos pares de terminales, con uno o más dispositivos activos*, objeto de nuestro estudio. Se supondrá para facilitar el análisis, que todos los generadores de señal independientes que pudiera haber en el circuito cuyo equivalente se desea encontrar, entregan señales senoidales de la misma frecuencia para poder operar con impedancia compleja. En adelante nos referiremos al circuito equivalente, como de *Thévenin*, sobreentendiendo que puede ser *Thévenin o Norton*, salvo en casos en donde se necesite remarcar que nos referimos a uno u otro en particular.

Todo circuito lineal de un par de terminales, puede modelizarse al sólo efecto de la carga que se conecte externamente entre dicho par de terminales, mediante un generador ideal de tensión, v_{Th} , en serie con una impedancia, Z_{Th} , o mediante un generador ideal de corriente, i_N , en paralelo con una impedancia $Z_N = Z_{Th}$.

De acuerdo a esta forma de enunciado, el *circuito equivalente de Thévenin/Norton* de señal que se obtenga, será "*visto*" desde el par de terminales correspondiente "*mirando*" hacia el circuito lineal completo, cuyo equivalente se quiere obtener. Este circuito equivalente vale *sólo en cuanto a sus efectos* sobre la "*carga*" que se conecta externamente a sus terminales, es decir, que el "*circuito equivalente*" obtenido *entregará a esa carga la misma potencia eléctrica en las mismas condiciones* (idéntica forma de variación en el tiempo, con los mismos valores instantáneos de tensión y corriente) *que lo hace el dipolo original*. Por lo

dicho, este circuito equivalente *no permitirá* obtener el valor de potencia total de señal que disipa internamente el bloque circuital original completo.

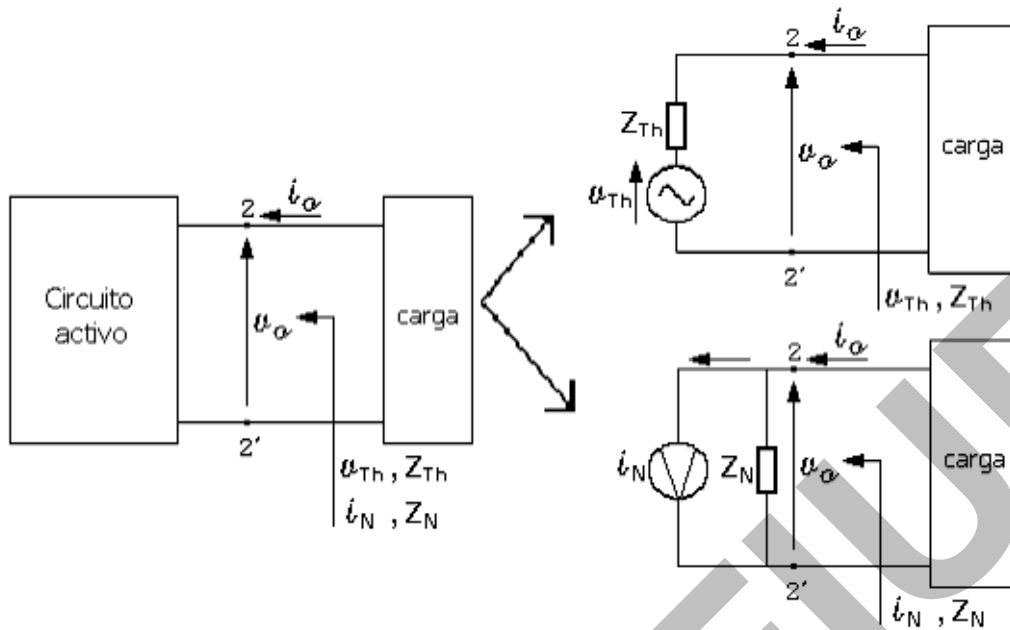


Fig. 4.2

El generador ideal de tensión de Thévenin, v_{Th} , resulta de obtener la tensión en vacío entre el par de terminales del dipolo, y el generador ideal de corriente de Norton, i_N , obteniendo la corriente que circula entre ambos terminales cuando se los cortocircuita. Es evidente que tanto la tensión entre bornes del *generador de tensión de Thévenin* como la corriente que entrega el *generador de corriente de Norton*, resultan *independientes* de cualquier tipo de "carga" que se conecte entre los terminales del circuito, por haberlos obtenido *eliminando la carga que pudiera estar conectada* y hallando la tensión entre los terminales en vacío o la corriente en cortocircuito.

Si el circuito que se modeliza *no contiene generadores independientes* de tensión o corriente, aunque posea dispositivos activos, la tensión de Thévenin o corriente de Norton resultarán nulas, por lo que el circuito equivalente de Thévenin/Norton se reducirá sólo a una impedancia⁽⁴⁾, comportándose como pasivo a los efectos de la carga que se conecte a ese par de terminales.

La impedancia de Thévenin, Z_{Th} , o de Norton, $Z_N = Z_{Th}$, se obtiene hallando la impedancia Z_{Th} o la admitancia $Y_{Th} = Y_N = 1/Z_{Th}$, "vista" desde esos terminales "mirando" hacia el circuito a modelizar mediante su equivalente Thévenin o Norton, *pasivando* todos los *generadores ideales independientes*.

⁽⁴⁾ Si no hay generadores independientes, los generadores controlados de los modelos circuitales de los dispositivos activos no pueden encenderse al obtener la tensión en vacío o corriente de cortocircuito en el par de terminales correspondiente.

Por ser el circuito a reducir un circuito lineal, sus los generadores reales de tensión o corriente que contiene podrán ser reemplazados a su vez por su circuito equivalente de Thévenin o Norton ⁽⁵⁾. Por “*pasivar*” esos generadores, se entiende cortocircuitar el generador ideal de tensión de Thévenin o abrir el generador ideal de corriente de Norton, dejando incluidas en el circuito las impedancias internas de los equivalentes de Thévenin/Norton, de eso los generadores reales.

Al hallar el equivalente Thévenin de circuitos que contienen dispositivos activos, dado que estos se manifiestan esencialmente mediante los *generadores dependientes* que forman parte de sus modelos incrementales, se desprende a partir del enunciado de este teorema que, para hallar la impedancia equivalente de Thévenin, los generadores controlados o dependientes *no pueden pasivarse*, ya que resulta posible que se *activen* al hallar dicha impedancia. Esta condición exige que la *tensión o corriente de control se encuentre en alguna rama del circuito a modelizar* por Thévenin. Por este motivo, para su determinación, ya sea en forma analítica, por inspección si resulta posible, por simulación o por medición en laboratorio, se deberá retirar la impedancia de carga conectada entre sus terminales y *colocar allí un generador ideal de tensión o corriente de prueba* (v_p o i_p). Se obtiene la correspondiente corriente que entrega el generador de tensión de prueba o la tensión que aparece entre los bornes del generador de corriente de prueba (valor eficaz y ángulo de defasaje entre ambas) y se realiza el cociente, hallando el módulo y argumento o las partes real e imaginaria de la impedancia equivalente de Thévenin.

El equivalente Thévenin se obtiene en base a los esquemas de la Fig. 4.3. Para *determinar analíticamente la impedancia equivalente de Thévenin* se podrá proceder de alguna de las formas siguientes:

1. Aplicar un generador ideal de tensión (o corriente) de prueba, v_p , que genere una tensión senoidal de determinada frecuencia física o pulsación asociada, entre los terminales del dipolo, de amplitud o valor eficaz y ángulo de fase inicial conocidos. A partir de esta excitación se obtienen la amplitud o valor eficaz de la corriente i_p que entrega este generador y el ángulo de defasaje entre las senoides de tensión y corriente y se calcula el cociente ⁽⁶⁾:

⁽⁵⁾ Por ejemplo, para realizar el cálculo previo de los parámetros característicos de un circuito, que luego deban medirse en el laboratorio, el generador físico dentro de su gabinete que se utilizará para excitar el circuito a medir, deberá ser reemplazado por su equivalente de Thévenin o Norton.

⁽⁶⁾ Normalmente la amplitud o el valor eficaz de la señal de prueba aplicada no interesa al operar analíticamente, pues se obtiene una relación entre variables de un sistema lineal, *que no podrá depender de éste valor*. Asimismo se tomará habitualmente a la señal de prueba aplicada como origen de fase (ángulo de fase inicial nulo) y se obtendrá el ángulo de defasaje de la otra señal a determinar respecto a la aplicada, que constituirá el argumento de la impedancia o admitancia de Thévenin/Norton que se busca obtener.

$$Z_{Th} = f(j\omega) = \frac{v_p}{i_p} = \frac{\hat{V}_p e^{j(\omega t + \phi_v)}}{\hat{I}_p e^{j(\omega t + \phi_i)}} = \frac{\hat{V}_p}{\hat{I}_p} e^{j(\phi_v - \phi_i)} = |Z_{Th}| e^{j\phi_z} \quad (4.1)$$

donde $|Z_{Th}| = \hat{V}_p / \hat{I}_p = V_p / I_p$, siendo $V_p = \hat{V}_p / \sqrt{2}$ e $I_p = \hat{I}_p / \sqrt{2}$ los valores eficaces correspondientes y el ángulo de desfase ϕ_z , el argumento de Z_{Th} , ambas funciones de la pulsación angular ω .

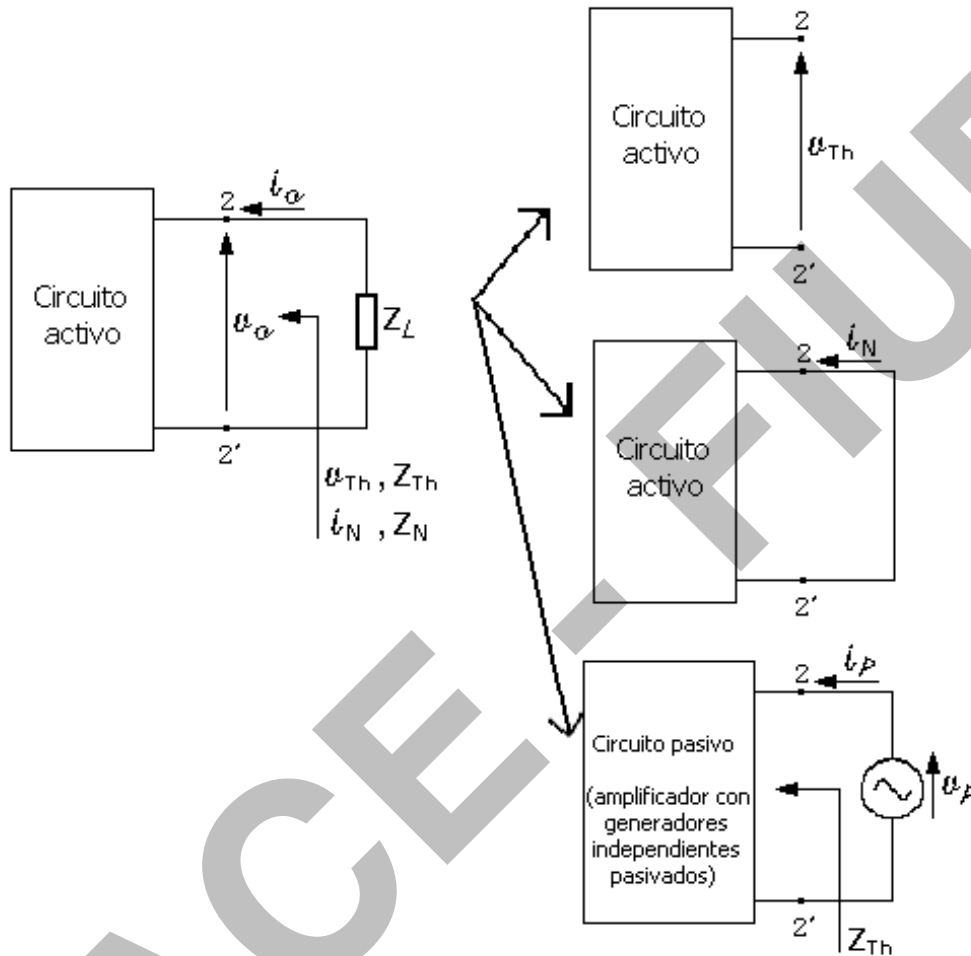


Fig. 4.3

A partir de $|Z_{Th}|$ y ϕ_z resulta inmediato obtener las partes real e imaginaria de Z_{Th} pudiendo representarla mediante sus componentes resistiva y reactiva en serie y análogamente, hallando la inversa de Z_{Th} , se la podrá representar mediante dos componentes, conductancia y suceptancia, en paralelo. Ambas componentes serán en general función de ω . Si se tuvieran generadores senoidales de distinta frecuencia, dada la linealidad del sistema, se podrá aplicar superposición y análogamente, si las señales de tipo analógico variasen de cualquier forma en el tiempo, se trabajará con cada componente senoidal por separado en base a la aplicación de Fourier, obteniéndose luego la respuesta total sumando las componentes de distinta frecuencia.

2. Trabajar en el campo de la transformada de Laplace, aplicando un generador ideal de tensión (o corriente) de prueba $V_p(s)$ y obteniendo la impedancia operacional $Z_{Th}(s)$ como cociente de las transformadas de Laplace de la tensión aplicada $V_p(s)$ y de la corriente (o tensión) hallada $I_p(s)$.

En ambos casos, la resolución de las ecuaciones planteadas, puede hacerse mediante el software matemático correspondiente.

Si se requiere *determinar la impedancia de Thévenin por medición* (o mediante simulación), se lo podrá hacer utilizando un generador de prueba de onda senoidal de una determinada frecuencia y midiendo la amplitud o valor eficaz de la tensión aplicada, la amplitud o valor eficaz de la corriente que entrega y el ángulo de defasaje entre ambas. De ser necesario obtener la impedancia de Thévenin en función de la frecuencia $f = \omega/2\pi$, se lo hará variando la frecuencia del generador de prueba y obteniendo:

$$|Z_{Th}| = f(\omega) \quad \text{y} \quad |\varphi_z| = g(\omega) \quad (4.2)$$

Para realizar la medición en un circuito físico que contenga generadores independientes de tensión y/o corriente reales, que muchas veces pueden ser gabinetes con los terminales de salida correspondientes, estos generadores deben ser eliminados *colocándose en su lugar* una impedancia igual a *la impedancia interna del generador*, que debe ser determinada de manera apropiada⁽⁷⁾.

Tal como se entiende del enunciado del teorema de Thévenin, que habla de *modelizar* un dipolo *a los efectos de la carga* que se le conecte a sus terminales, mediante *un generador ideal* y una impedancia *equivalente*, se comprende que ninguno de estos dos elementos representa directamente elementos físicos que conforman el generador real. La *impedancia equivalente de Thévenin* no indica que el circuito original sólo esté formado por elementos de circuito como resistores, capacitores e inductores, sino que posee efectos circuitales que se modelizan por resistencias, capacitancias e inductancias que incluyen en sus valores los efectos de los generadores controlados de los dispositivos activos, originados por otro tipo de fenómenos físicos.

Se observa que, a partir de la determinación del módulo y argumento de la impedancia de Thévenin, resulta inmediato poder hallar su parte real e imaginaria y representar la impedancia hallada, como un circuito serie de una resistencia y una reactancia:

⁽⁷⁾ En este caso deberán mantenerse conectadas las fuentes de alimentación de continua que fijan los puntos de polarización en reposo de los dispositivos activos, dado que son dispositivos cuyas ecuaciones de funcionamiento no son lineales y los parámetros de su modelo linealizado para pequeña señal aplicada, dependen del valor de su punto de funcionamiento en reposo, es decir en ausencia de señal.

$$Z_{Th}(j\omega) = R_{Th}(\omega) + jX_{Th}(\omega) = |Z_{Th}|(\omega)\cos\phi_z(\omega) + j|Z_{Th}|(\omega)\sin\phi_z(\omega) \quad (4.3)$$

Esta impedancia podrá ser eventualmente resistiva pura o reactiva pura a ciertas frecuencias determinadas o en un rango de frecuencias donde se cumpla que $\phi_z(\omega)$ sea de 0° o 90° respectivamente.

Es de notar, de acuerdo a estas expresiones, que la *parte real de la impedancia*, de tipo resistivo, será en general función de la frecuencia. Eventualmente, por acción de los generadores controlados de los dispositivos activos que pudiera contener el circuito cuyo equivalente Thévenin se está hallando, podrá resultar negativa en un cierto rango de frecuencias de acuerdo al signo que adopte el $\cos \phi_z(\omega)$.

La componente resistiva de la Z_{Th} o resistencia de Thévenin, será positiva si la corriente entra a la misma por su terminal positivo de tensión y en ese caso se estará en presencia de un parámetro pasivo de carácter disipativo. En este caso el parámetro "R" resultará positivo, si los sentidos de referencia de tensión entre los terminales de la resistencia y la corriente que circula por ella, se toman de tal modo que la corriente entre por el terminal de tensión indicado como positivo en la resistencia y con esos sentidos de referencia adoptados resulten ambos positivos o ambos negativos simultáneamente. Si la señal es de tipo senoidal, la corriente y la tensión se encontrarán ambas en su semiciclo positivo o en el negativo, tomadas las referencias de la forma indicada en la Fig. 4.4.

Si la corriente y la tensión están en fase, con los sentidos de referencia adoptados como se indica en la Fig. 4.4, la resistencia de Thévenin *consumirá la potencia activa recibida* del generador de prueba utilizado para su obtención, de valor $P = V_{ef} \cdot I_{ef}$ donde V_{ef} e I_{ef} son los valores eficaces de las ondas senoidales correspondientes de tensión y corriente.

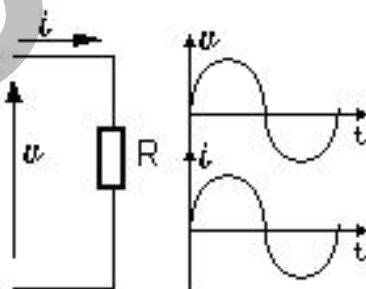


Fig. 4.4

Esta potencia activa podrá ser disipada en forma de calor o transformada en otra forma de energía como ser mecánica en un motor o en un altoparlante o en potencia irradiada por una antena en forma de onda electromagnética, con lo que se pone de manifiesto que *la resistencia equivalente de Thévenin sólo representa un efecto de transformación de la energía que recibe*.

El significado de una resistencia negativa, surge de la definición del parámetro resistencia. Si se está en presencia de una resistencia negativa, manteniendo los sentidos de referencia indicados en la Fig. 4.4, en el semiciclo en que la tensión sea positiva, la corriente estará en su semiciclo negativo, como se muestra en la Fig. 4.5a. Es decir, la corriente entrará por el terminal negativo y saldrá por el positivo, tal como ocurre en un generador de tensión que genere una corriente en fase con ella de acuerdo a los sentidos de referencia de la Fig. 4.5b. En este caso, *la resistencia entregará al circuito conectado a ella una potencia activa* de valor $P = V_{ef} \cdot I_{ef}$, donde V_{ef} e I_{ef} son los valores eficaces de las ondas senoidales correspondientes de tensión y corriente. Resulta claro que esa “*resistencia negativa*” se comportará como un *dispositivo activo* entregando potencia en lugar de consumirla, siempre bajo determinadas condiciones.

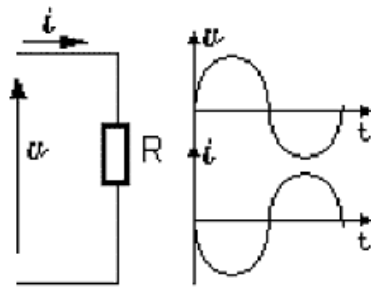


Fig. 4.5a

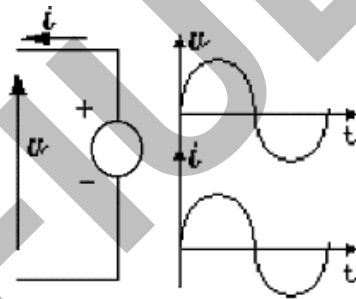


Fig. 4.5b

De acuerdo a su significado, la impedancia *equivalente* de Thévenin puede poseer una resistencia con signo negativo, ya que se incluye en ella los efectos de los generadores controlados de los dispositivos amplificadores del circuito, que entregan potencia de señal tomada de la fuente de alimentación de continua.

La parte imaginaria podrá ser negativa o positiva, e incluso su signo depender de la frecuencia, comportándose en ciertos rangos de frecuencias como capacitiva y en otros como inductiva. La reactancia de la impedancia de Thévenin no será en general una función directa o inversamente proporcional de la pulsación angular ω , por lo que la “*capacitancia*” o “*inductancia*” *equivalente* que se obtenga podrá resultar *función de la frecuencia*. En su valor estarán incluidos los efectos de los generadores controlados de los dispositivos activos del circuito.

Análogamente se podrá representar la impedancia de Thévenin como un paralelo de una parte real, la conductancia, y una parte imaginaria, la suceptancia, es decir, hallando las partes real e imaginaria de la admitancia $Y_{Th}(j\omega) = 1/Z_{Th}(j\omega) = G_{Th}(j\omega) + jB_{Th}(j\omega)$. Teniendo en cuenta todo lo indicado para las partes real e imaginaria de la impedancia, la conductancia podrá resultar negativa y la suceptancia capacitiva o inductiva según el rango de frecuencias.

Si al hallar el equivalente de Thévenin de un circuito, su impedancia resultase nula en un rango de frecuencias, en ese intervalo el circuito se comportará como un generador de tensión ideal a los efectos de la carga que se conecte a sus terminales. Si resultase infinita, el circuito se comportará como un generador de corriente ideal a los efectos de la carga. Esto no podrá ocurrir en circuitos prácticos, pero sí podría suceder que, para un cierto rango de valores de la impedancia de carga en un determinado intervalo de frecuencias, el módulo de la impedancia equivalente de Thévenin Z_{Th} , resulte mucho menor que el valor correspondiente de la impedancia de carga Z_L (con el grado de tolerancia admitido para el cálculo). En ese caso el circuito *se aproximará en su comportamiento a los efectos de la carga, a un generador de tensión ideal*. Si inversamente, resultase $|Z_{Th}| \gg |Z_L|$, el circuito *se aproximará en su comportamiento a los efectos de la carga, a un generador de corriente ideal*.

La impedancia equivalente de Thévenin podrá también determinarse directamente como $Z_{Th} = v_{Th}/i_N$, en base a la equivalencia entre los dos modelos, de acuerdo a lo mostrado en la Fig. 4.6, ya sea hallando v_{Th} e i_N analíticamente o por medición.

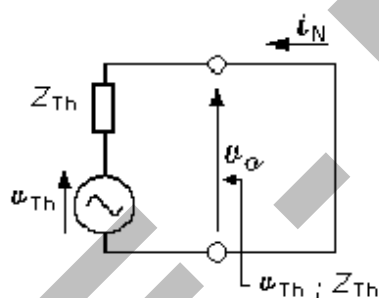


Fig. 4.6

Si el circuito cuyo equivalente Thévenin se desea encontrar por medición, *permite obtener* tanto la tensión en vacío, v_{Th} , como la corriente en cortocircuito, i_N , *sin destruirse*, la impedancia equivalente de Thévenin se podrá determinar como se indica en el párrafo anterior.

En muchos casos resulta imposible medir alguna de ellas o ambas, si hay componentes en el circuito cuyas condiciones de funcionamiento superan sus límites máximos de tensión, corriente y/o potencia (condiciones que los llevan a la destrucción o deterioro permanente de sus características de funcionamiento) al intentar medir en esas condiciones. En estos casos, la obtención de v_{Th} y/o la de i_N deberán realizarse mediante mediciones factibles que permitan determinarlas indirectamente.

También existen circuitos en los que los generadores independientes de señal de excitación son inaccesibles, por lo que no hay forma de pasivarlos para realizar la medición de Z_{Th} cortocircuitando o abriendo al generador ideal y dejando en el circuito la impedancia interna del ge-

nerador real. En estos casos es imposible determinar la impedancia equivalente de Thévenin colocando un generador de prueba entre los terminales del dipolo, por lo que habrá que recurrir a medir v_{Th} e i_N si resulta posible, o realizar mediciones con distintas cargas conocidas de modo de plantear ecuaciones que permitan obtener el valor de Z_{Th} .

4.3.- Aplicación del teorema de Thévenin a circuitos de dos pares de terminales con dispositivos activos

El esquema del circuito completo que incluya al bloque amplificador, a su generador de excitación y a la carga se muestra en la Fig. 4.7.

En este tipo de circuitos interesará aplicar el teorema de Thévenin para obtener un circuito equivalente simple a los efectos del generador de señal de excitación, que se admitirá senoidal, y de la carga. Sin embargo, para poder aplicarlo desde ambos pares de terminales habrá que considerar, no sólo la linealidad del circuito amplificador de dos pares de terminales sino también, la del generador de excitación y de la carga.

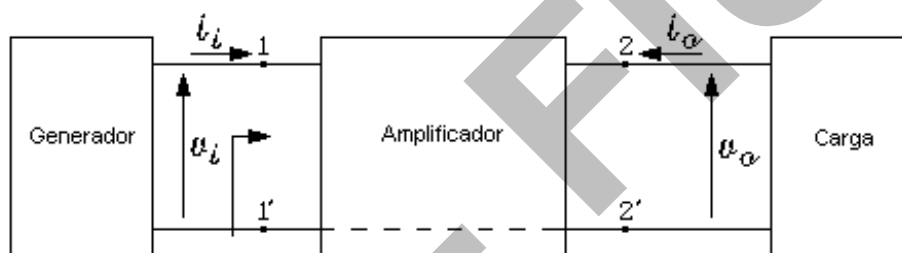


Fig. 4.7

Sólo si la carga se comporta linealmente, dentro de los límites de las señales de trabajo, se la podrá modelizar mediante un circuito equivalente de Thévenin. *Únicamente si la carga puede modelizarse linealmente*, se podrá hallar el circuito equivalente de Thévenin a los efectos del generador de excitación "visto" desde el par de terminales de entrada del circuito, "mirando" hacia el conjunto de éste y su carga, que será válido a los efectos del generador de excitación aunque éste no posea un comportamiento lineal.

Si la carga es pasiva y lineal, se podrá modelizar por componentes lineales pasivos mediante una impedancia Z_L o su correspondiente admitancia $Y_L = 1/Z_L$, ya que resultará nula la tensión o corriente de los generadores ideales del modelo que prevé la aplicación del teorema de Thévenin.

Si además, el único generador independiente de señal es el colocado en los terminales de entrada del circuito, a cuyo efecto se está hallando el circuito equivalente de Thévenin "mirando" hacia el conjunto de éste y su carga, este circuito equivalente resultará también pasivo y en este caso el generador de excitación "verá" un circuito equivalente de Thévenin compuesto sólo por una impedancia Z_i que será la impe-

dancia de entrada del conjunto [circuito amplificador-carga], cuyo valor dependerá de los elementos que integran la red circuital, de la frecuencia y de la impedancia de carga conectada a los terminales de salida.

Si el generador de excitación se comporta linealmente y la carga es pasiva y lineal pueden ponerse de manifiesto sus circuitos equivalentes de Thévenin y el esquema de la Fig. 4.7 puede construirse como se muestra en la Fig. 4.8.

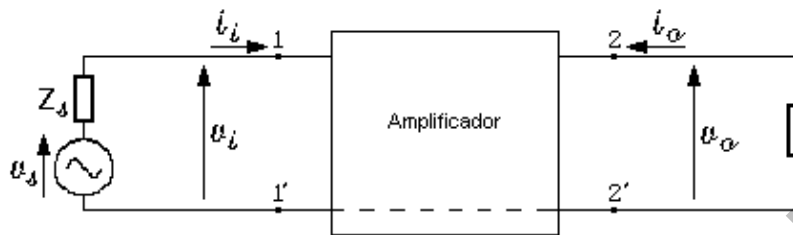


Fig. 4.8

Para hallar Z_i se colocará entre los terminales de entrada un generador ideal de prueba v_{ip} , se obtendrá la corriente que entrega i_{ip} , como se muestra en la Fig. 4.9, expresándose su relación de acuerdo a (4.1). De este modo se *definirá* Z_i como sigue, indicando las variables de las que depende:

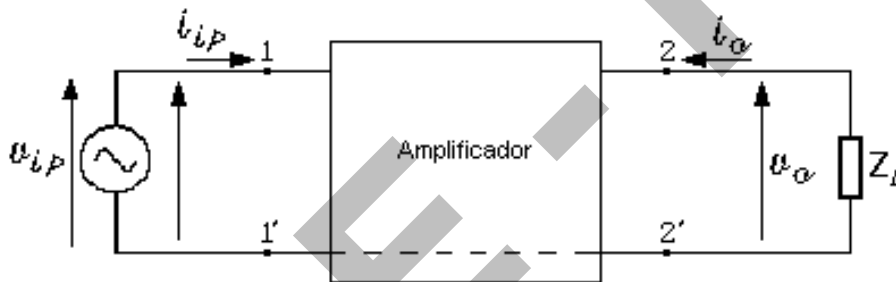


Fig. 4.9

$$Z_i = \frac{v_{ip}}{i_{ip}} = f \left(\begin{array}{l} \text{componentes de los modelos de señal de los dispositivos} \\ \text{que forman el circuito de dos pares de terminales, } \omega, Z_L \end{array} \right) \quad (4.4)$$

El conjunto formado por el circuito de dos pares de terminales en estudio y su generador de señal, podrá ser modelizado desde el par de terminales de salida, por su equivalente Thévenin a los efectos de la carga. En este caso, evidentemente, siempre se tendrá un circuito equivalente activo, donde la impedancia de Thévenin $Z_{Th} = Z_o$ será la *impedancia de salida* del conjunto [circuito amplificador-generator de excitación] y el generador de Thévenin será un generador controlado ideal de tensión en vacío o de corriente en cortocircuito, en serie o en paralelo con la impedancia Z_o , respectivamente.

El generador ideal de tensión o corriente que modeliza junto a Z_o la salida del conjunto [circuito amplificador-generator de excitación] a los efectos de la carga, podrá ser controlado por la tensión en vacío o por la corriente en cortocircuito del generador de señal, según se utilice

para excitar al amplificador un generador modelizado por Thévenin o Norton, según sea lo más conveniente para el análisis del sistema.

La impedancia de salida Z_o se encontrará colocando un generador de prueba v_{op} a la salida, obteniéndose la corriente que entrega con el generador de excitación v_s pasivado, como se muestra en la Fig. 10. Su valor dependerá de los elementos que integran la red circuital, de la frecuencia y de la impedancia interna Z_s del generador de excitación conectado a los terminales de entrada.

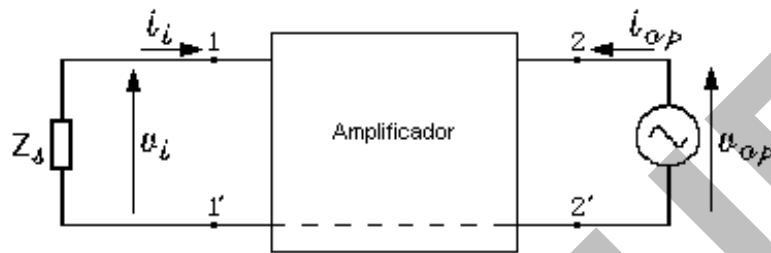


Fig. 4.10

La expresión (4.5) muestra la definición de Z_o y las variables de las que depende.

$$Z_o = \frac{V_{op}}{I_{op}} = f(\text{componentes de los modelos de señal de los dispositivos que forman el circuito de dos pares de terminales, } \omega, Z_s) \quad (4.5)$$

Si se puede admitir que los elementos conectados a ambos pares de terminales, generador de señal de excitación y carga se comportan linealmente, el conjunto *[circuito amplificador de dos pares de terminales con uno o más dispositivos activos, generador de excitación y carga]*, puede modelizarse mediante alguno de los circuitos de la Fig. 4.11.

Los cuatro esquemas de la Fig. 4.11 resultan equivalentes, ya que cada uno de ellos se puede derivar de otro, aplicando Thévenin o Norton según corresponda, tanto en cuanto al circuito equivalente a utilizar para modelizar el generador de excitación como para la salida del conjunto *[amplificador-generador de excitación]* a los efectos de la carga. La definición y el análisis de los parámetros que aparecen en uno de ellos resultan similares al de los otros tres circuitos.

Por aplicación del teorema de Thévenin, los parámetros que modelizan los circuitos equivalentes de entrada y salida del bloque amplificador de dos pares de terminales, corresponden al conjunto *[generador de excitación-circuito amplificador-carga]* ya que dependen de Z_s y de la carga modelizada por Z_L . Los generadores controlados del equivalente Thévenin de la salida serán función lineal de la tensión en vacío o de la corriente en cortocircuito del generador de excitación.

Se han tomado sentidos arbitrarios para los generadores controlados de los circuitos equivalentes de Thévenin/Norton de salida. Los

mismos dependerán del funcionamiento del bloque amplificador y de los argumentos de los parámetros de proporcionalidad (N° complejo) con las señales de excitación, definidos de acuerdo a los sentidos de referencia adoptados de las variables de los terminales.

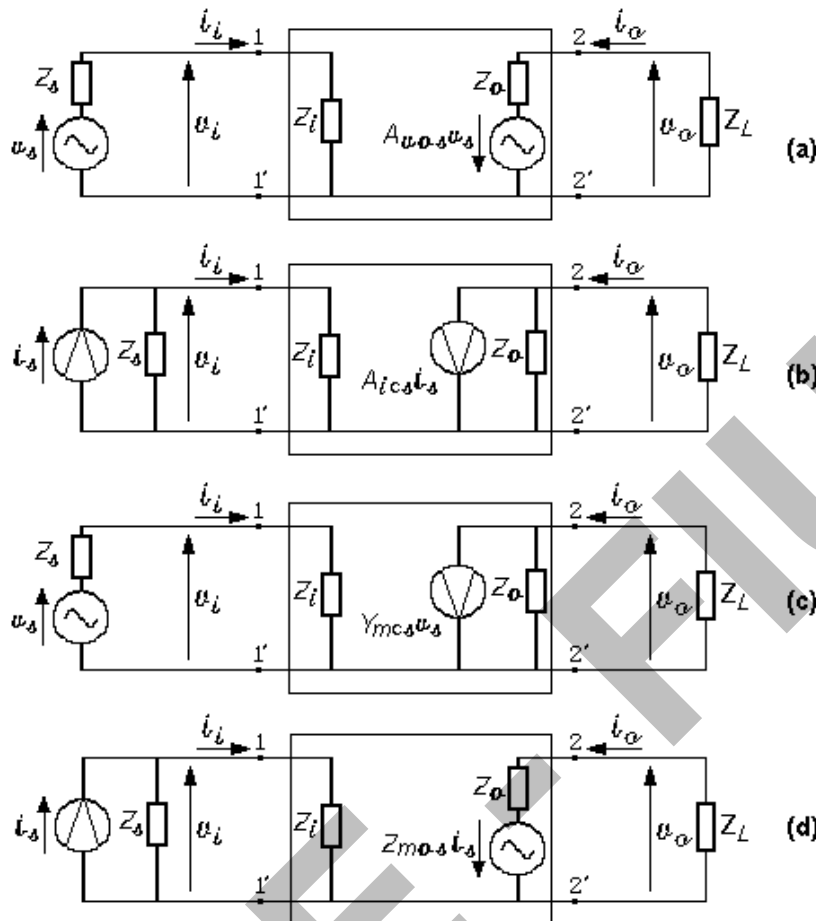


Fig. 4.11

Tomando como ejemplo el circuito donde se ha modelizado al generador de excitación a los efectos del conjunto [circuito amplificador-impedancia de carga] mediante su equivalente con fuente de tensión (equivalente Thévenin) y la salida, a los efectos de la carga, con su equivalente con fuente de corriente controlada por la tensión en vacío del generador de excitación (equivalente Norton), se resumirá el significado de sus componentes, indicando de qué depende cada parámetro del conjunto [generador de excitación-circuito amplificador-impedancia de carga] que figura en el modelo del circuito de la Fig. 4.12.

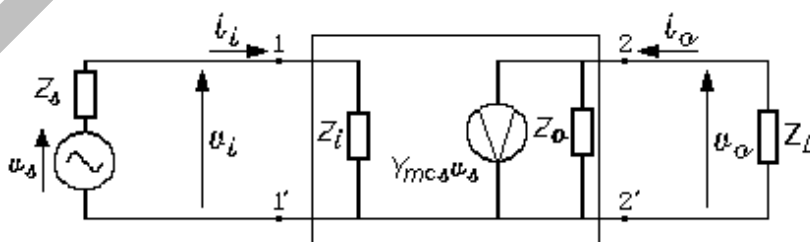


Fig. 4.12

v_s : tensión en vacío que entrega el generador de excitación o generador equivalente de Thévenin. Es la señal que se tiene que procesar con el amplificador para ser entregada a la carga.

Z_s : impedancia interna del generador de excitación -es la impedancia equivalente de Thévenin que presenta el generador de excitación entre sus terminales a los efectos de la carga que alimenta-. Depende sólo del generador de señal.

Z_L : impedancia equivalente de Thévenin que presenta la carga conectada a los terminales de salida del amplificador.

Z_i : impedancia equivalente de Thévenin que presenta el conjunto [circuito amplificador-carga] a los efectos del generador de excitación, dependiente de los elementos indicados en (4.4).

Z_o : impedancia equivalente de Thévenin que presenta el conjunto [circuito amplificador-generador de señal] a los efectos de la carga, dependiente de los elementos indicados en (4.5).

Y_{mcs} : transadmitancia o *admitancia mutua* (subíndice "*m*") con la salida del *amplificador en cortocircuito* (subíndice "*c*") *referida a la tensión en vacío del generador de excitación* (subíndice "*s*"). El generador de corriente controlado por tensión [$Y_{mcs} \cdot v_s$] surge de aplicar el teorema de Norton al conjunto [circuito amplificador-generador de señal] a los efectos de la carga. El número complejo Y_{mcs} , es una constante que relaciona linealmente la corriente de cortocircuito a la salida del amplificador y la tensión v_s de excitación del circuito, por lo que posee unidades de admitancia. Para tener en claro su significado, en lugar de expresarla como $1/\Omega$ o siemens, se expresa normalmente en unidades de corriente por cada unidad de variación de la tensión de excitación: por ejemplo, en A/V, mA/V o μ A/V. El generador [$Y_{mcs} \cdot v_s$] al ser un generador de corriente de Norton, se obtiene con la salida en cortocircuito, por lo que no dependerá de la impedancia de carga Z_L ⁽⁸⁾.

$$Y_{mcs} = \frac{i_o}{v_s} \Big|_{v_o=0} = f \quad \text{(componentes de los modelos de señal de los dispositivos)} \quad (4.6)$$

que forman el circuito de dos pares de terminales, ω , Z_s)

⁽⁸⁾ Debe tenerse en cuenta que al cortocircuitar la salida, se modifica Z_i tomando un valor $Z_i(Z_L=0) = Z_i|_{v_o=0}$, independiente del valor de Z_L del amplificador completo. Su comprensión resulta sencilla si se lo interpreta en base a realizar la medición de i_o con la salida en cortocircuito, utilizando el esquema de la Fig. 4.8 y hallar la relación entre el valor medido de $i_o|_{v_o=0}$ y la tensión en vacío del generador de excitación.

Con esta síntesis se pone en evidencia que los parámetros indicados en el circuito de la Fig. 4.12, Z_i , Z_o e Y_{mcs} no son parámetros propios del bloque amplificador de dos pares de terminales, sino que dependen de los elementos externos al mismo, generador de excitación y carga, y su utilidad reside en poder modelizar el conjunto [generador de excitación-circuito amplificador-carga] en cuanto al comportamiento de cada conjunto parcial sobre el generador de excitación por un lado y la carga por el otro, por aplicación directa del teorema de Thévenin. Esto permite analizar los efectos de la interacción del generador de excitación y el conjunto [circuito amplificador-carga] y del conjunto [generador de excitación-circuito amplificador] con la carga y hallar los parámetros característicos de transferencia del conjunto completo [generador de excitación-circuito amplificador-carga].

El análisis realizado hasta el momento permite comprender el significado y hallar los parámetros característicos de un circuito amplificador completo, que impliquen relaciones entre las cuatro variables terminales. Los parámetros característicos del circuito amplificador que vinculan las variables de un mismo par de terminales son las impedancias o admitancias de entrada y salida de los conjuntos [circuito amplificador-carga] y [generador de excitación-circuito amplificador] respectivamente.

- impedancia de entrada - $Z_i = v_{ip}/i_{ip}$ -
- admitancia de entrada - $Y_i = 1/Z_i = i_{ip}/v_{ip}$ - (4.7)
- impedancia de salida - $Z_o = v_{op}/i_{op}$ -
- admitancia de salida - $Y_o = 1/Z_o = i_{op}/v_{op}$ - (4.8)

Los parámetros característicos del circuito amplificador que vinculan variables de distintos pares de terminales, son las relaciones posibles entre una de las variables de salida y una correspondiente al generador de excitación, v_s o i_s . A partir de cualquiera de las cuatro formas de modelizar indicadas en la Fig. 4.11, se podrán hallar los parámetros característicos de transferencia de todo el circuito amplificador, su generador de señal y su carga:

- amplificación de tensión - $A_{vs} = v_o/v_s$ - (4.9)
- amplificación de corriente - $A_{is} = i_o/i_s$ - (4.10)
- transadmitancia - $Y_{ms} = i_o/v_s$ - (4.11)
- transimpedancia - $Z_{ms} = v_o/i_s$ - (4.12)

donde las cuatro transferencias se han *referido a la tensión en vacío o corriente de cortocircuito del generador de excitación*, según corresponda ⁽⁹⁾.

Ambos parámetros del circuito equivalente de Thévenin/Norton de salida de los circuitos de la Fig. 4.11, dependen del valor particular de Z_s . Para los cuatro circuitos, estos parámetros están determinados para un dado generador de excitación real, modelizado en base a Thévenin/Norton. Si cambia el generador de excitación, cambian los valores de los parámetros del modelo equivalente de salida del conjunto [generador de excitación-circuito amplificador] pero no se modificará Z_i si Z_L se mantiene constante, ya que se la determina a partir del conjunto [circuito amplificador-carga] mediante un generador de tensión de prueba v_{ip} ideal, de acuerdo al teorema de Thévenin.

Dado que los *parámetros característicos de transferencia de todo el circuito amplificador, su generador de señal y su carga* se han definido respecto a la tensión en vacío o corriente de cortocircuito del generador de señal, de acuerdo a las expresiones (4.9) a (4.12), resulta factible operar sobre ellas modificándolas y arribando a nuevas formas, que resultan de utilidad para realizar análisis simplificados por inspección. Por ejemplo, multiplicando y dividiendo por la tensión v_i al cociente de tensiones que define A_{vs} en la expresión (4.9), se tiene:

$$A_{vs} = \frac{v_o}{v_s} \frac{v_i}{v_i} = \frac{v_o}{v_i} \frac{v_i}{v_s} = A_v T_{vi} \quad (4.13)$$

donde por definición:

$$A_v = v_o/v_i \quad (4.14)$$

es la *amplificación de tensión referida a la tensión entre terminales de entrada del circuito amplificador* y

$$T_{vi} = v_i/v_s = Z_i/(Z_s + Z_i) \quad (4.15)$$

es la *transferencia del divisor de tensión* de entrada formado por el circuito de dos impedancias en serie Z_i y Z_s . Se debe tener en cuenta que para la validez de (4.13), la impedancia de entrada Z_i debe ser obtenida para la impedancia de carga Z_L del circuito amplificador, tal como se muestra en la Fig. (4.9), de acuerdo a su definición.

⁽⁹⁾ Por ejemplo, para obtener la expresión de A_{vs} a partir del circuito de la Fig. 4.12, resulta de inmediato que: $v_o = -Y_{mcs} v_s \cdot (Z_o//Z_L)$, por lo que se puede escribir directamente la expresión: $A_{vs} = v_o/v_s = -Y_{mcs} \cdot (Z_o//Z_L)$. Si pueden obtenerse las expresiones y/o valores de Y_{mcs} y Z_o por inspección del circuito original, se podrá hallar fácilmente la expresión completa y calcular A_{vs} .

Dado que el valor de $A_v = v_o/v_i$ está referido a la tensión v_i , para obtenerla puede utilizarse el mismo esquema de la Fig. 4.9, mediante el cual se obtiene Z_i , aplicando un generador de tensión de prueba v_{ip} entre los terminales [1] y [1'] de entrada al bloque amplificador ⁽¹⁰⁾.

Análogamente podrán obtenerse los otros *parámetros característicos de transferencia del circuito amplificador referidos a la tensión entre terminales de entrada del circuito o a la corriente que circula por ellos*.

- amplificación de corriente - $A_i = i_o/i_i$ - (4.16)

- transadmitancia - $Y_m = i_o/v_i$ - (4.17)

- transimpedancia - $Z_m = v_o/i_i$ - (4.18)

Para la obtención de los parámetros característicos de un amplificador, habrá que reemplazar los componentes del bloque que representa al amplificador en sí, sin el generador de excitación y la carga, por sus *modelos circuitales incrementales intrínsecos* de acuerdo a la definición dada en la introducción de este capítulo. Para los dispositivos activos se utilizarán normalmente, salvo aplicaciones particulares, circuitos equivalentes de pequeña señal basados en sus modelos de funcionamiento físico. Al circuito de señal del bloque amplificador, se le acopla la carga y el generador de excitación, modelizados en base al teorema de Thévenin. A partir del circuito completo, se obtienen los *parámetros impedancias* (o admitancias) *de entrada y salida* a los efectos del generador de excitación y de la carga respectivamente y los *parámetros característicos de transferencia* de interés. Para determinar estos últimos habrá que obtener el circuito equivalente completo de Thévenin/Norton de salida de todo el amplificador, incluyendo su generador controlado.

Los circuitos amplificadores analógicos podrán contener un sólo transistor y su circuito asociado en el caso más elemental, un conjunto de transistores con los componentes asociados que configuren o no un circuito integrado, o circuitos que contengan uno o mas integrados. El circuito de señal podrá ser construido mediante los modelos intrínsecos de los dispositivos activos, ya sea que se modelice individualmente cada transistor, un conjunto de transistores tomado como un todo, o todo un circuito integrado, incluyendo siempre los componentes asociados a los dispositivos activos que incidan sobre la señal, ya sea para polarizarlos o incluidos especialmente para lograr determinadas características de funcionamiento (por ejemplo, mejorar la respuesta en frecuencia, disminuir la distorsión por alinealidad o estabilizar sus parámetros característicos frente fenómenos que incidan sobre ellos como ser variaciones de temperatura o de las fuentes de alimentación de continua).

⁽¹⁰⁾ Resulta evidente que a partir de la aplicación de un generador de prueba v_{ip} entre los terminales de entrada al bloque amplificador, no podrá obtenerse un circuito equivalente de Thévenin válido para todo el amplificador, pues tanto el generador controlado como la impedancia de salida se obtendrían para un generador de excitación ideal.

Dado que la obtención de las expresiones de los parámetros característicos de un circuito amplificador se realiza mediante la aplicación directa del teorema de Thévenin, resulta muy importante contar con *procedimientos para encontrar el equivalente Thévenin de manera simplificada*, reduciendo la complejidad de la topología del circuito, permitiendo de este modo *justificar cualitativamente* o con un *desarrollo matemático mínimo*, las expresiones a las que se arriba.

Para mejor comprensión del significado de los parámetros que contienen los circuitos equivalentes de Thévenin de entrada y salida de un amplificador, con su generador de excitación y su carga, y la complejidad de hallarlos si no se recurre a procedimientos de simplificación, se desarrollará un ejemplo, partiendo de un modelo intrínseco particular de todo el bloque amplificador.

Ejemplo 1: Se utilizará para representar el funcionamiento del bloque amplificador un modelo intrínseco, con sus parámetros definidos con los pares de terminales de entrada y salida en cortocircuito. Adoptaremos para este análisis general el *modelo de admitancias "y"*, correspondiente a los *modelos de redes circuitales lineales de dos pares de terminales*. Para simplificar el análisis se admitirá que se trabaja en el rango de frecuencias medias, donde se desprecian todos los efectos reactivos del bloque amplificador, del generador de excitación y de la carga. En base a esta última consideración, el modelo "y" del circuito de señal del bloque se reduce a un modelo de conductancias "g".

La Fig. 4.13 muestra a la red amplificadora caracterizada a través de su modelo con parámetros conductancia, al que se le han conectado el generador de tensión de excitación real y la carga, representando a ambos por su equivalente Thévenin ⁽¹¹⁾.

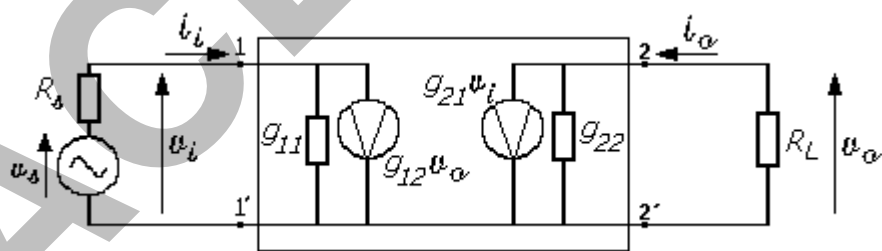


Fig. 4.13

⁽¹¹⁾ El modelo matemático de una red de dos pares de terminales modelizado con parámetros conductancia es:

$$i_i = g_{11} v_i + g_{12} v_o$$

$$i_o = g_{21} v_i + g_{22} v_o$$

donde $g_{11} = i_i/v_i|_{v_o=0}$, $g_{12} = i_i/v_o|_{v_i=0}$, $g_{21} = i_o/v_i|_{v_o=0}$, $g_{22} = i_o/v_o|_{v_i=0}$.

El signo de estos parámetros depende de la topología del bloque amplificador para los sentidos de referencia que se adopten para las tensiones y corriente de entrada y salida.

a) Se encontrarán los parámetros de los circuitos equivalentes de entrada y salida, aplicando Thévenin al circuito de la Fig. 4.13. Estos parámetros del modelo incluirán la incidencia de R_s y R_L , para *modelizar al conjunto [generador de excitación-circuito amplificador-carga]* a los efectos del generador de excitación y de la carga, como se indican en la Fig. 4.14, con el generador de Norton controlado por la tensión en vacío del generador de excitación v_s (Fig. 4.11c y 4.12 sin efectos reactivos).

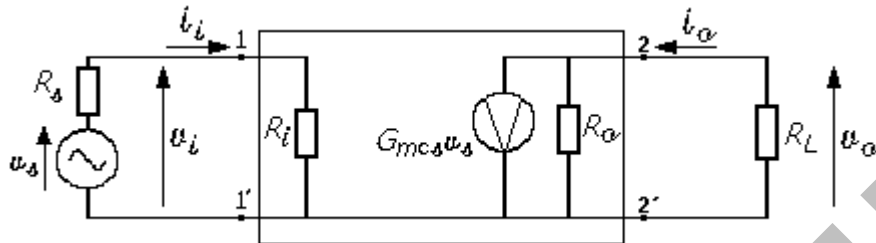


Fig. 4.14

La obtención de la resistencia de entrada R_i , como la resistencia equivalente de Thévenin vista desde los terminales [1-1'] "mirando" hacia el amplificador con su carga, se realizará aplicando un generador de prueba $v_{ip} = v_i$ y obteniendo la corriente $i_{ip} = i_i$ que entrega de acuerdo al esquema de la Fig. 4.9.

De la Fig. 4.13, aplicando un generador de tensión de prueba entre [1] y [1'] se tiene:

$$i_i = g_{11} v_i + g_{12} v_o = g_{11} v_i - g_{12} g_{21} v_i [(1/g_{22}) // R_L] \quad (4.19)$$

de donde:

$$R_i = \frac{v_{ip}}{i_{ip}} = \frac{1}{g_{11} - g_{12} g_{21} / (g_{22} + G_L)} \quad (4.20)$$

Debe observarse que, tal como era de esperar, si el bloque amplificador es unilateral, se tendrá $g_{12} = 0$, con lo que resulta $R_i = 1/g_{11}$ y dado que g_{11} se define con la salida en cortocircuito, R_i es independiente de la carga y por lo tanto sólo función del bloque amplificador.

Cortocircuitando los terminales [2] y [2'] en la Fig. 4.13, dejando el generador de excitación $v_s - R_s$ se obtendrá la expresión de G_{mcs} , y para obtener R_o se utilizará el esquema del circuito de la Fig. 4.10, aplicando un generador de tensión de prueba v_{op} entre los terminales [2] y [2'] de la Fig. 4.13, pasivando al generador v_s .

4.4.- Parámetros característicos de un bloque amplificador utilizado como amplificador inverso

Si bien los bloques amplificadores al contener dispositivos activos, no son redes circuitales recíprocas, y en algunos casos pueden llegar a comportarse unilateralmente, resulta importante para aclarar conceptos

analizar al circuito amplificador excitándolo desde los terminales que normalmente constituyen la salida y tomando la señal elaborada sobre una Z_L colocada entre los terminales que normalmente constituyen la entrada del amplificador. Para ello aplicaremos el teorema de Thévenin al circuito de dos pares de terminales con dispositivos activos visto anteriormente, introduciendo la señal en los terminales de salida y tomando la señal elaborada, entre los terminales de entrada. Diremos que esta forma de configuración corresponde al *amplificador funcionando en sentido inverso* o directamente *amplificador inverso*. En contraposición, llamaremos configuración del *amplificador funcionando en sentido directo* o simplemente, *amplificador directo*, a la forma de funcionamiento del amplificador analizada precedentemente.

Se podrían definir parámetros característicos inversos como por ejemplo: $A_{vinv} = V_{oinv}/V_{ipinv}$. Sin embargo, al estudiar los efectos reactivos en estos circuitos, se requerirá muchas veces obtener transferencias inversas para realizar cálculos aproximados que resultan necesarios para estimar por inspección la respuesta en frecuencia del amplificador.

En este caso debe quedar bien entendido cualitativamente que, por ejemplo, A_{vinv} no guarda ninguna relación con la expresión y el valor del A_v directo obtenido para funcionamiento normal del circuito amplificador.

4.5.- Herramientas de reducción

Tal como se han reducido los circuitos de modo de poder aplicar generadores ideales de prueba para simplificar su estudio, se han desarrollado otras *técnicas de simplificación* que se verán en forma general para luego aplicarlas a algunos ejemplos. La utilización de estos procedimientos de resolución, justificados cualitativamente, es lo que denominamos "*análisis por inspección*".

Una de las formas de simplificación consiste en utilizar *técnicas de reducción de impedancias*, cuya aplicación resulta válida tanto en circuitos que posean o no dispositivos amplificadores. Nuestro interés se centrará en los circuitos con dispositivos activos en donde, la utilización de estos métodos, permite "*reducir*" o reemplazar el efecto de sus generadores controlados, por impedancias equivalentes.

Las impedancias de Thévenin a obtener, incluirán los efectos de los generadores controlados de los modelos incrementales de los dispositivos amplificadores, siempre que éstos se "*activen*", es decir siempre que exista algún camino de señal por el cual el generador de prueba colocado pueda producir la correspondiente tensión o corriente de control. La necesidad de *preservar la activación de los generadores controlados* implica que, al aplicar las *técnicas de reducción de impedancias*, debe considerarse que las relaciones de tensiones o corrientes utilizadas para realizar la reducción, *dependen* de la impedancia a reducir. Si bien

¿Roc en BC?

en muchas aplicaciones, esta dependencia podrá despreciarse, en otras resulta fundamental tenerla en cuenta. En particular, cuando se "mira" desde la salida, el no considerarla podría **llevar a suponer erróneamente la no excitación de algún generador controlado.** *→ OJO AL PÍOJO*

Cuando el circuito contiene impedancias que se encuentran conectadas entre dos nodos cualesquiera o son comunes a dos mallas, resulta muy simple utilizar técnicas de reducción de impedancias, si puede obtenerse por inspección, **la relación de tensiones entre los dos nodos a los que está conectada la impedancia en el primer caso, o la relación de corrientes de las dos mallas, en el segundo.** *Miller corrientes/tensiones*

Si se construye un nuevo bloque amplificador donde la impedancia en cuestión se considera conectada externamente al mismo, y es posible obtener por inspección los equivalentes de Thévenin de ese amplificador que no contiene dicha la impedancia, se puede simplificar notablemente en muchos casos, el análisis por inspección del circuito.

Pone las cosas donde quieras eh, no para nada

En el caso de un amplificador que contiene una impedancia Z_f conectada entre dos nodos cualesquiera, se puede pensar al circuito de modo tal, que se distinga esa impedancia como externa a un bloque amplificador. Dicho bloque se define de modo que Z_f se muestre conectada entre sus terminales externos no comunes, *considerando que el terminal de Z_f por donde ingresa la señal en el circuito original, constituye el terminal no común de entrada del bloque amplificador construido.* Esta última condición resulta de *vital importancia* para la validez de la herramienta a utilizar.

Por ejemplo, en la Fig. 4.15a, se ha representado un circuito que contiene un bloque amplificador en el que puede distinguirse la impedancia Z_f conectada internamente a los terminales no comunes [1] y [2] de un sub-bloque amplificador. En la Fig. 4.15b se ha considerado al sub-bloque anterior como una red amplificadora de dos pares de terminales con un terminal común, conectando externamente a Z_f . En esa figura se ha tomado como convención, para mantener coherencia en la nomenclatura utilizada hasta el presente, para la red amplificadora de dos pares de terminales, a las letras i y o como los subíndices de identificación de las tensiones y corrientes correspondientes a los terminales del nuevo bloque amplificador considerado, al que serán conectadas la impedancia a reducir, el generador de excitación y la impedancia de carga. Mantener esta convención exige introducir una nueva notación para las corrientes que entregan el generador de excitación y la que circula por la carga, $i_s = i_{i1}$ e i_1 respectivamente, y para la impedancia de entrada, Z_{i1} , y la impedancia de carga, Z_{L2} ⁽¹²⁾.

⁽¹²⁾ Las mismas consideraciones en lo referido a las notaciones utilizadas, son válidas para el caso de una impedancia Z_f común a dos mallas del circuito amplificador.

El procedimiento de reducción permite hallar por *inspección visual del circuito* mediante una *justificación cualitativa*, el efecto de la impedancia Z_f conectada entre los terminales de entrada y salida no comunes del circuito amplificador, a los efectos del generador de excitación y desde la salida del circuito amplificador "mirando" hacia la carga, siempre que exista un *terminal común* ([1'] y [2'] en este caso) Tal como se indica en la Fig. 4.15b.

Pone una tierra y dejate de joder

Para hallar el equivalente de Thévenin a los efectos del generador de excitación v_s - Z_s , se procederá a colocar un generador de prueba $v_{ip} = v_i$ a los terminales de entrada [1-1'], de modo de obtener la impedancia "vista" entre dicho par de terminales (v_{ip}/i_{ip}) - ver en la Fig. 4.16 -.

La corriente i_{ip} se divide entre i_i e i_f pero las impedancias por las que circulan estas corrientes no están en paralelo, ya que por la rama en que circula i_i cae v_{ip} mientras por la que circula i_f cae una tensión [$v_{ip} - v_o$].

La impedancia equivalente que ve el generador de prueba deberá ser tal que tome la misma corriente i_{ip} que toma el circuito original del generador v_s , indicada como $i_s = i_{i1}$ en la Fig. 4.15b, y se la puede modelar mediante un paralelo de impedancias sobre las que cae la misma tensión v_{ip} , circulando i_i por una de ellas e i_f por la otra, como se muestra en la Fig. 4.16.

RS, realimentación positiva, ej #10

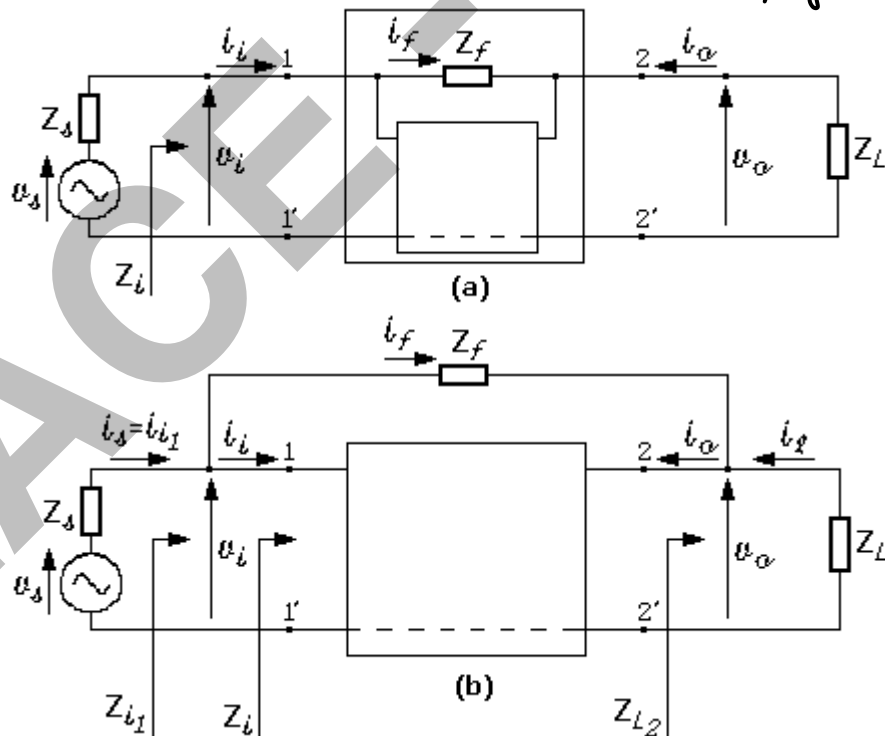


Fig. 4.15

El circuito equivalente que ve el generador, se obtiene fácilmente si se conoce la relación entre las tensiones de los terminales de la impedancia Z_f respecto al terminal común, v_o y v_{ip} . A esta relación la de-

πi

nominaremos $k_v = v_o / v_{ip}$, que en general será un **número complejo** ⁽¹³⁾. En ese caso, reemplazando v_o por $k_v \cdot v_{ip}$, se podrá escribir la tensión que cae sobre Z_f , como:

$$v_{Zf} = i_f \cdot Z_f = v_{ip} - v_o = v_{ip} \cdot [1 - k_v] \quad (4.21)$$

El efecto de la impedancia Z_f sobre el generador de prueba, se puede reemplazar por una impedancia conectada entre [1] y [1'] en paralelo con $Z_i = v_{ip} / i_i$ de valor:

$$Z_{fi}^* = v_{ip} / i_f = Z_f / [1 - k_v] \quad \text{lo q' hicimos con @.} \quad (4.22)$$

La impedancia Z_i se define como v_{ip} / i_i de acuerdo a la flecha indicada en las Figs. 4.15 y 4.16, e incluye el efecto de Z_f sobre los terminales de salida del amplificador.

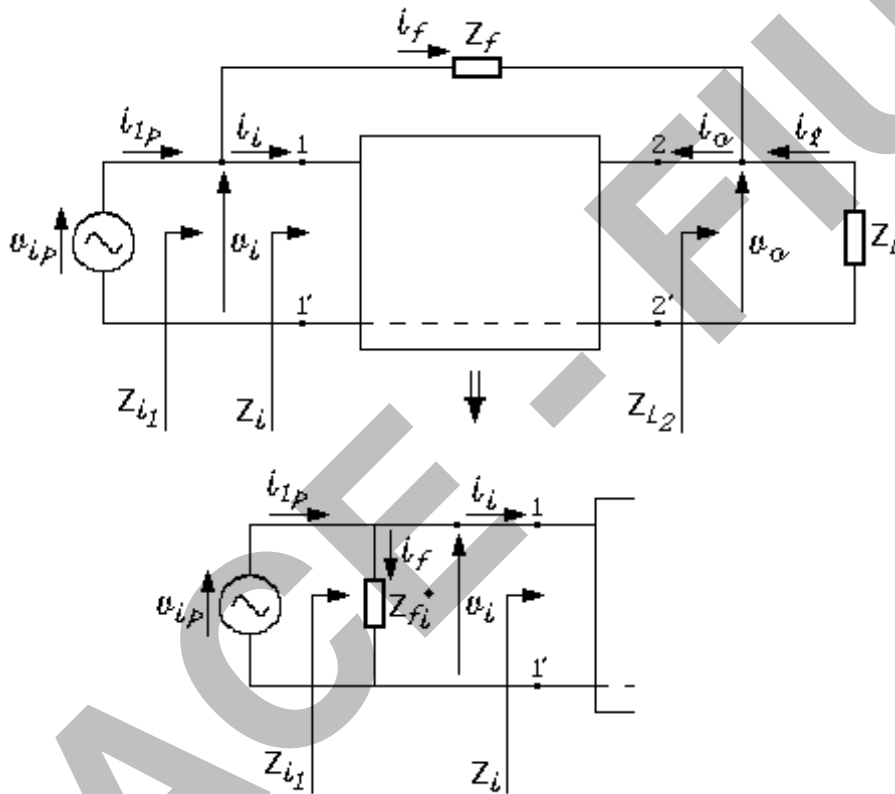


Fig. 4.16

⁽¹³⁾ Dado que este procedimiento para reducir una impedancia Z_f conectada entre dos nodos, es válido para cualquier par de nodos aunque no sean los correspondientes a terminales de entrada y salida, siempre que se necesite hallar la impedancia equivalente de Thévenin mirando desde el nodo por donde ingresa la señal hacia el resto del circuito que incluye Z_f . La única restricción está en que *las tensiones en los dos nodos necesarias para determinar k_v , estén referidas a un mismo terminal*. Por ser válido para reducir una impedancia conectada entre dos nodos cualesquiera, a la relación de tensiones se la designó con la letra k_v en lugar de utilizar la A_v de amplificación de tensión.

El generador v_{ip} seguirá entregando i_{1p} , ya que por la nueva impedancia equivalente circula i_f y por Z_i circula i_i . Es decir, a los efectos del generador v_{ip} , su circuito de carga se sigue comportando igual, tomando la misma corriente, pero ahora el valor de la impedancia equivalente de Thévenin vista por este generador entre el terminal [1] no común y el terminal común, es $Z_{fi}^* // Z_i$.

A la impedancia Z_{fi}^* , se la conoce como "impedancia reflejada" a los terminales de entrada y es una impedancia por la que circula la misma corriente que por la impedancia Z_f que puentea los nodos de entrada y salida, pero que posee entre sus terminales una tensión v_{ip} en lugar de la diferencia de tensiones $[v_o - v_o]$.

Por ser el valor de la impedancia reflejada $Z_{fi}^* = Z_f / [1 - k_v]$, la reducción de una impedancia conectada entre dos nodos se conoce como *reflexión por relación de tensiones*. $k_v = v_o / v_i$

En resumen, la impedancia equivalente de Thévenin vista por el generador de prueba es:

$$Z_{i1} = \frac{v_{ip}}{i_{1p}} = Z_{fi}^* // Z_i = [Z_f / (1 - k_v)] // Z_i \quad (4.23)$$

Resulta claro que k_v dependerá de los generadores controlados de los dispositivos amplificadores que se activen, lo mismo que la impedancia de entrada Z_i , por lo que los efectos de estos generadores se incluirán a través de las impedancias equivalentes de Thévenin halladas.

Si k_v y Z_i pudiesen hallarse por inspección, resulta inmediato encontrar la impedancia que el conjunto [circuito amplificador- Z_f -carga] presenta al generador v_{ip} .

Sin embargo, es evidente que tanto el valor de $k_v = v_o / v_{ip}$ como el de Z_i dependerán de Z_f , ya que la corriente i_o que entra al terminal no común de salida del amplificador, resulta la suma de i_1 e i_f , como se muestra en la Fig. 4.15b, de acuerdo con los sentidos de referencia adoptados.

Algunas
observaciones
importantes

Si se admite para facilitar el análisis, que k_v es un número real y cumple con las condiciones de $k_v < 0$ y $|k_v| \gg 1$, en el semiciclo en que v_{ip} es positiva, v_o será negativa.

El circuito equivalente con la impedancia Z_f reflejada a la entrada y en paralelo con la carga que resulta con estas condiciones de k_v , se indica en la Fig. 4.17a.

Se considerará que las impedancias se comportan en forma resistiva, para poner en evidencia en forma sencilla cómo se manifiestan los incrementos de tensiones y corrientes en el circuito, evitando los efec-

tos de defasajes introducidos por las distintas impedancias (al sólo efecto de conceptualizar fácilmente el efecto de Z_f a la salida del bloque amplificador). Con estas condiciones la tensión que cae sobre $Z_f = R_f$ será $v_{ip} - v_o \approx -v_o$ pues $|v_o| \gg |v_{ip}|$, por lo que en el semiciclo positivo de v_{ip} la corriente i_f resulta entrante al nodo no común de salida, sumándose aritméticamente a i_1 que también resultará positiva, de acuerdo al signo tomado para k_v basado en los sentidos de referencia adoptados, tal como se ve en la Fig. 4.17b ⁽¹⁴⁾.

Volviendo al circuito original con impedancias de la Fig. 4.17a, dado que la tensión en Z_f es la misma que en Z_L , "mirando" desde los terminales de salida del circuito amplificador hacia su carga, se "ve" a la impedancia Z_f en paralelo con la impedancia de carga Z_L . Es decir, a los efectos del bloque amplificador, la impedancia total de carga es:

$$Z_{L2} \approx Z_f // Z_L \quad (4.24)$$

resultando simple en este caso hallar k_v .

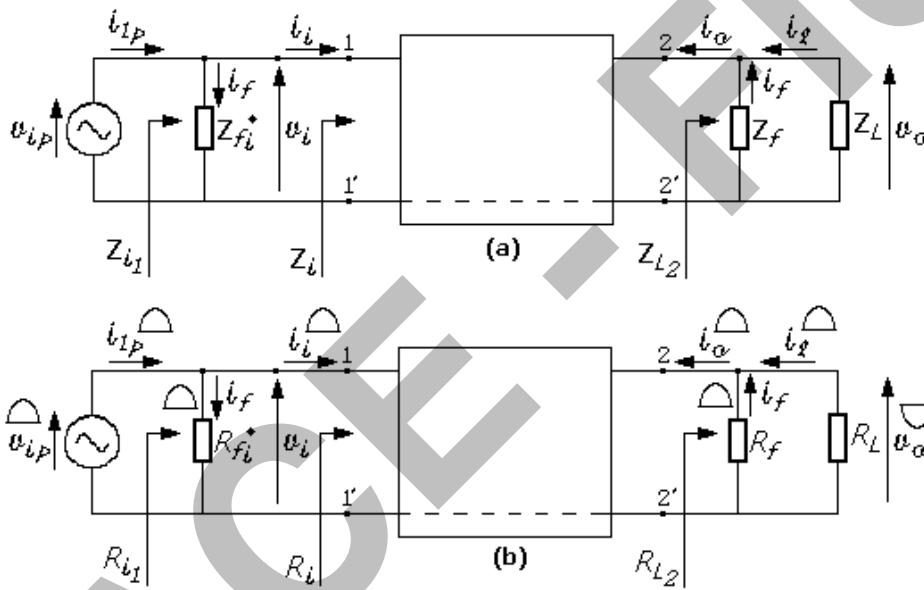


Fig. 4.17

Incluso, si $|Z_f| \gg |Z_L|$:

$$Z_{L2} = Z_f // Z_L \approx Z_L \quad (4.25)$$

podría admitirse que k_v y Z_i resultan independientes de Z_f y por lo tanto, **sólo función del circuito amplificador y su carga Z_L** . Bajo las condiciones planteadas, se puede escribir directamente:

$$Z_{fi}^* \approx Z_f / |k_v| \quad (4.26)$$

⁽¹⁴⁾ Si no se admite impedancias resistivas puras, el análisis con semiciclos de onda senoidal en fase o desfasadas 180° no es válido, pues se deben considerar los defasajes que introducen dichas impedancias y por lo tanto se impone realizar el estudio mediante diagramas fasoriales.

resultando en este caso $|Z_{fi}^*| \ll |Z_f|$ y no se modifica su signo, por lo que se mantiene el tipo de impedancia –una impedancia inductiva pura se reflejará como inductiva pura con un valor de inductancia k_v veces menor y, una impedancia capacitiva pura se reflejará con un valor de capacitancia k_v veces mayor.

Para realizar el análisis de los efectos de la impedancia Z_f sobre la *impedancia de carga total* que “ve” el bloque amplificador desde el par de terminales de salida [2-2'] “mirando” hacia la carga, sin considerar valores particulares de la relación de tensiones k_v , habrá que tener en cuenta que la impedancia Z_f inyecta en el terminal no común [2] de salida, una corriente i_f de valor $[v_{ip} - v_o]/Z_f$ de acuerdo a los sentidos de referencia adoptados.

La impedancia equivalente que ve el bloque amplificador desde el par de terminales de salida como “carga” deberá ser tal, que este bloque tome la misma corriente i_o que toma en el circuito original de la Fig. 4.15b, y se la puede modelar mediante un paralelo de impedancias sobre las que cae la misma tensión v_o , circulando la misma corriente i_L por Z_L e i_f por la otra, teniendo ambas corriente un sentido tal que sumadas vectorialmente den la corriente i_o que toma el bloque amplificador.

El efecto de la impedancia Z_f sobre el terminal no común de salida del bloque amplificador, se puede modelar mediante una *impedancia reflejada* Z_{fL}^* conectada entre [2] y [2'] en paralelo con la impedancia de carga Z_L , que entregue al terminal no común de salida del bloque amplificador la misma corriente i_f con una tensión v_o entre sus terminales, como muestra la Fig. 4.18.

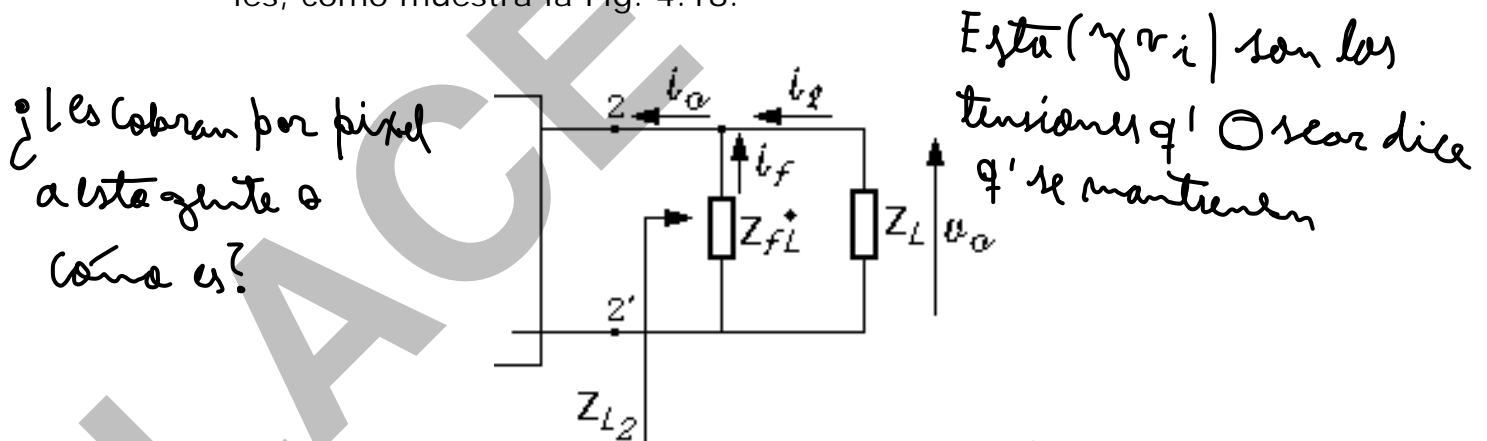


Fig. 4.18

La expresión de esta impedancia Z_{fL}^* se obtiene utilizando la misma relación de tensiones $k_v = v_o / v_{ip}$ con la que se reflejó la impedancia Z_f a la entrada del bloque amplificador, a los efectos del generador de excitación, escribiendo en este caso la tensión que cae sobre Z_f en el circuito original de la Fig. 4.15b en función de la tensión de salida v_o obtenida en el circuito amplificador completo por aplicación de la ten-

sión de excitación de prueba v_{ip} en el par de terminales de entrada. En este caso sacando v_o factor común de la expresión [$v_{zf} = i_f Z_f = v_{ip} - v_o$]:

$$v_{zf} = i_f Z_f = v_{ip} - v_o = v_o [v_{ip}/v_o - 1] = v_o [1/(v_o/v_{ip}) - 1] = v_o (1/k_v - 1) \quad (4.27)$$

Dado que $i_f = -v_o/Z_{fL}^*$, de acuerdo a los sentidos de referencia adoptados en la Fig. 4.18, se tendrá a partir de (4.27):

$$Z_{fL}^* = -v_o/i_f = -Z_f/(1/k_v - 1) = Z_f/(1 - 1/k_v) = k_v Z_f/(k_v - 1) \quad (4.28)$$

La Fig. 4.19 muestra ambas reflexiones simultáneamente, y sus efectos en cuanto a la diferenciación de Z_{i1} y Z_i en el circuito de entrada del bloque amplificador y Z_{L2} de Z_L en la carga de éste.

De (4.22) y (4.28) se comprueba de inmediato la aproximación realizada en el caso del circuito de la Fig. 4.17 donde se asumió $k_v < 0$ y $|k_v| \gg 1$, obteniéndose las aproximaciones dadas por las expresiones (4.24) y (4.26).

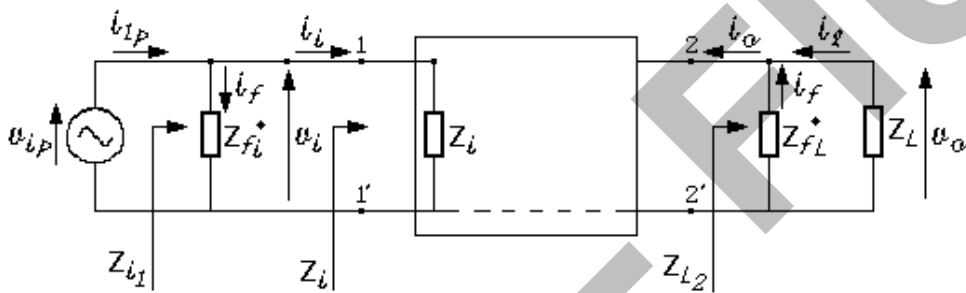


Fig. 4.19

Para ejemplificar la importancia de analizar el comportamiento de un circuito utilizando una reducción de impedancia por relación de tensiones, se comentan tres casos particulares, donde se ha tomado k_v expresado por un número real ⁽¹⁵⁾:

- Si k_v es real, positiva y levemente menor que la unidad, la expresión (4.22) muestra que $|Z_{fi}^*|$ resulta mucho mayor que $|Z_f|$ y las impedancias son del mismo signo, en tanto que de la expresión (4.28), $|Z_{fL}^*|$ también es mucho mayor que $|Z_f|$, pero las impedancias son de signo contrario.
- Si k_v es real, positiva y mucho mayor que la unidad, la expresión (4.22) muestra que $|Z_{fi}^*|$ resulta mucho menor que $|Z_f|$ y las impedancias son de signo contrario. En paralelo con la carga se tendrá a la salida, de acuerdo con (4.28), una impedancia igual a Z_f . Si la impedancia Z_f fuese una resistencia, la misma se reflejaría negativa a la entrada y positiva a la salida. Tal como se explicó anteriormente y se mostró en la Fig. 4.5b, el signo negativo de la resistencia reflejada a la entrada indicaría un efecto de generación de potencia. Si Z_f es una capacitancia se refleja a la entrada como una inductancia y a la salida como la misma capacitancia.

⁽¹⁵⁾ Obviamente, para el caso de k_v complejo, podrían llegarse a resultados similares, pudiéndose obtener valores complejos a partir de un Z_f real y viceversa. En este caso tanto el módulo como el argumento de k_v dependerán generalmente de la pulsación ω .

Mientras $|Z_f| \gg |Z_L|$ en el rango de frecuencias de trabajo, no influye el tipo de impedancia que sea Z_{fL}^* ni su signo, en el caso que sea resistiva, capacitiva o inductiva pura, ya que resulta despreciable al realizar el paralelo de impedancias y por lo tanto, puede admitirse que k_v es independiente de Z_f y sólo función del circuito amplificador y su carga Z_L . Concluimos que, mientras $|Z_f| \gg |Z_L|$, se facilita la posibilidad de realizar un análisis cualitativo simplificado, y el error en los valores obtenidos estará asociado con la aproximación con que se acepte la condición anterior.

Otra configuración en la que resulta útil la aplicación de las herramientas de reducción, es el caso del circuito de la Fig. 4.20 donde se tiene una impedancia Z_f en una rama común a las mallas de entrada y la salida. Si se requiere hallar por *inspección visual del circuito* y mediante una *justificación cualitativa*, como se manifiesta Z_f a los efectos del generador de excitación y desde la salida del circuito amplificador "mirando" hacia la carga, el análisis resulta el *dual* del caso anterior.

Para hallar el circuito equivalente de Thévenin a los efectos del generador de excitación $v_s - Z_s$, se procederá a colocar un generador de prueba v_{1p} entre el terminal de entrada no común [1] del bloque amplificador y el terminal común de todo el circuito indicado como [3] en la Fig. 4.20, de modo de obtener la impedancia "vista" entre dicho par de terminales como la relación entre la tensión v_{1p} aplicada y la corriente que entrega este generador, $i_{1p} = i_{ip} = i_i$. Bajo estas condiciones, la tensión v_{1p} se reparte entre v_i y v_f . Puede observarse que las impedancias en las que se distribuye esta tensión no están en serie, ya que por la rama en que cae v_i circula i_i mientras que en la que cae v_f , circula una corriente $i_f = i_i + i_o$. Para obtener el circuito equivalente que ve el generador v_{1p} , modelado mediante dos impedancias en serie por las que circula la misma corriente i_i que entrega v_{1p} , habría que conocer la relación entre i_o e i_i , que llamaremos $k_i = i_o/i_i$, donde k_i es en general un número complejo⁽¹⁶⁾.

Emisor
desplazado

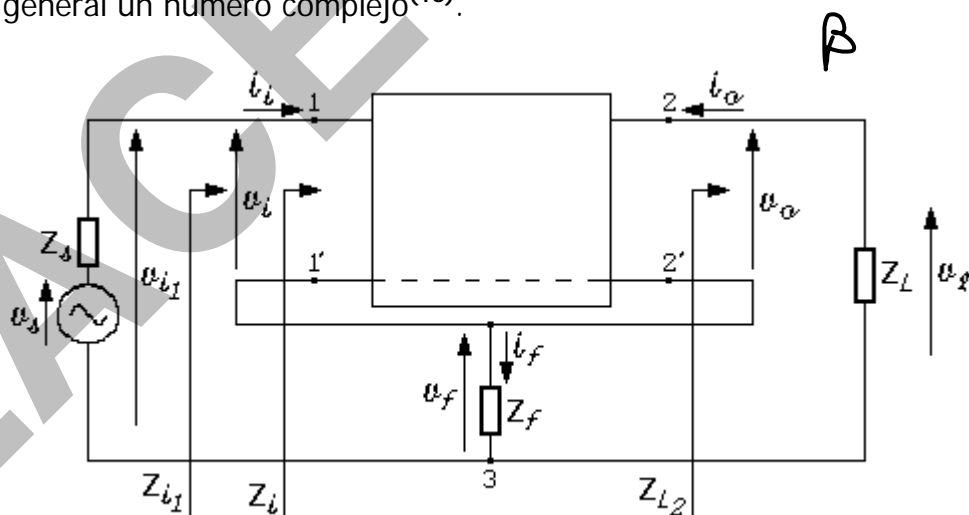


Fig. 4.20

En ese caso, reemplazando i_o por $k_i \cdot i_i$, se podrá escribir que la tensión que cae sobre Z_f será:

⁽¹⁶⁾ Al igual que k_v , si k_i es un número complejo, tanto el módulo como el argumento de k_i dependerán generalmente de la pulsación ω .

Se debe conservar la corriente

$$v_f = i_f Z_f = (i_i + i_o) Z_f = i_i (k_i + 1) Z_f \quad (4.29)$$

O sea que si se reemplaza Z_f por una impedancia conectada entre el terminal [1'] y el común [3], de valor $[Z_{fi}^* = Z_f (1 + k_i)]$, v_{1p} seguirá entregando la misma corriente i_i que en el circuito original de la Fig. 20, ya que por la nueva impedancia equivalente caerá la misma tensión v_f . Es decir, a los efectos de v_{1p} , su circuito de carga se sigue comportando igual, tomando la misma corriente, pero ahora el valor de la impedancia equivalente de Thévenin vista por este generador entre el terminal [1] no común y el terminal común [3] de todo el circuito, es $Z_i + Z_{fi}^*$, tal como se ve en la Fig. 4.21, donde se muestra la malla equivalente de entrada del sistema. En ella será:

$$Z_{fi}^* = Z_f (1 + k_i) \quad (4.30)$$

La impedancia Z_i se define como v_i/i_i de acuerdo a lo indicado en las Figs. 4.20 y 4.21, e incluye el efecto de Z_f sobre la malla de salida del amplificador.

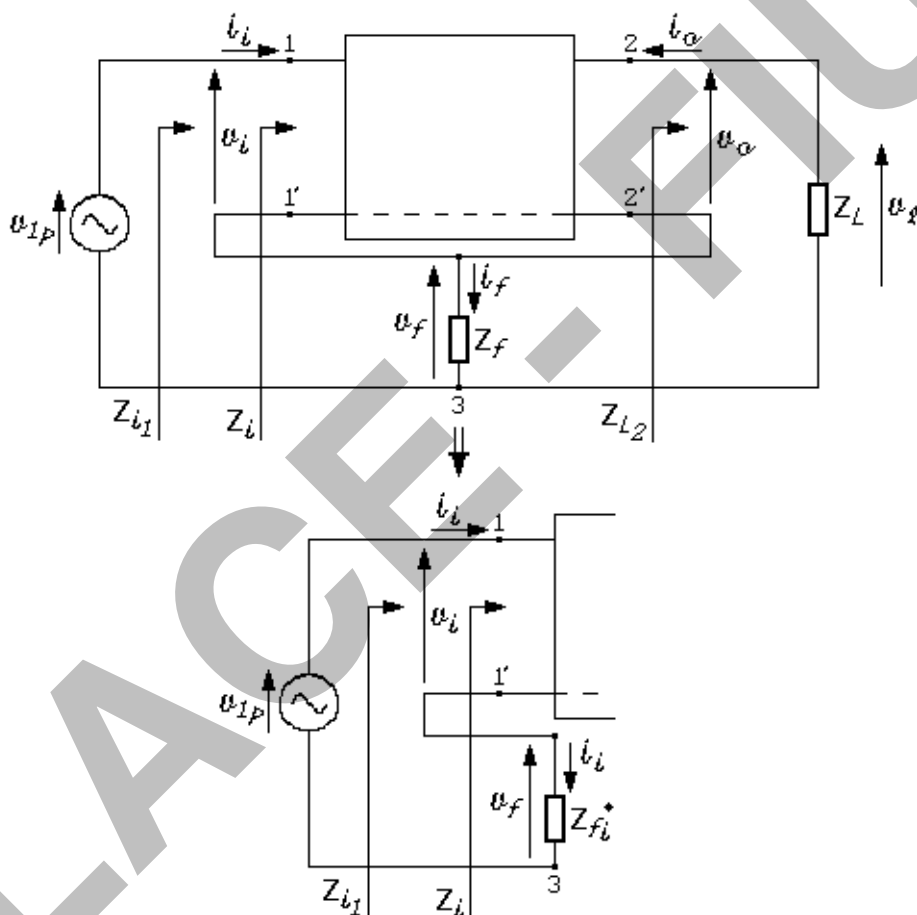


Fig. 4.21

A la impedancia Z_{fi}^* , se la denomina "impedancia reflejada" a la malla de entrada y constituye una impedancia en la que se tiene la misma caída de potencial que sobre la impedancia Z_f común a las mallas de entrada y la salida, pero por la que circula una corriente i_i en lugar de la suma de corrientes $[i_i + i_o]$.

Si con menos corriente tiene q' caer la misma tensión, la resistencia debe ser mayor

Por ser el valor de la impedancia reflejada $Z_{fi}^* = Z_f (k_i + 1)$, la reducción de una impedancia común a dos mallas de un circuito se conoce como *reflexión por relación de corrientes*.

La impedancia equivalente de Thévenin vista por el generador de prueba entre los terminales [1] y [3] es:

$$Z_{i1} = \frac{V_{1p}}{i_i} = Z_i + Z_{fi}^* = Z_i + (k_i + 1) Z_f \rightarrow i_i \tau + (\beta + 1) R_E \quad (4.31)$$

El valor de k_i dependerá de los generadores controlados de los dispositivos amplificadores que se activen, lo mismo que la impedancia de entrada Z_i , por lo que los efectos de estos generadores se incluirán a través de las impedancias equivalentes de Thévenin halladas.

Tal como en el caso de reducción de impedancias por relación de tensiones, si k_i y Z_i pueden hallarse por inspección, resulta inmediato encontrar la impedancia que el conjunto [circuito amplificador- Z_f -carga] presenta al generador V_{1p} .

Para hallar los efectos de la impedancia Z_f sobre la *impedancia de carga total* que "ve" el *bloque amplificador* desde su par de terminales de salida [2-2'] "mirando" hacia la carga en la malla de salida, habrá que tener en cuenta que la impedancia Z_f presenta una caída de tensión v_f entre los terminales [2'] y [3], que se sumará algebraicamente a la tensión v_1 sobre la impedancia de carga Z_L , conectada entre el terminal de salida no común [2] del bloque amplificador y el terminal común de todo el circuito [3] como se ve en la Fig. 4.20. En este caso por la impedancia Z_f circula la corriente $[i_i + i_o]$ en tanto que por Z_L circula i_o . Por este motivo, la impedancia equivalente que ve el bloque amplificador desde el par de terminales de salida como "carga" deberá ser tal, que este bloque mantenga la misma tensión v_o entre los terminales [2-2'] que en el circuito original de la Fig. 4.20, tomando la misma corriente i_o .

En este caso se puede modelizar esta impedancia equivalente mediante dos impedancias en serie por las que debe circular la misma corriente i_o que circula por Z_L en el circuito original. De este modo sobre la impedancia de carga cae la misma tensión $v_1 = -i_o Z_L$ de acuerdo a los sentidos de referencia adoptados, en tanto que por la otra impedancia deberá caer la misma tensión v_f que en el circuito original, pero circulando en la impedancia equivalente la corriente i_o en lugar de $[i_i + i_o]$, manteniéndose el mismo valor de $[v_o = v_1 - v_f]$ entre los terminales [2] y [2'] que en el circuito de la Fig. 4.20.

El efecto de la impedancia Z_f sobre la malla de salida del bloque amplificador, se puede modelizar mediante una *impedancia reflejada* Z_{fL}^* conectada entre [2'] y [3] en serie con la impedancia de carga Z_L , que posea la misma tensión v_f entre sus terminales circulando por ella la corriente i_o .

La expresión de la impedancia Z_{fL}^* se obtiene utilizando la misma relación de corrientes $k_i = i_o / i_i$ con la que se reflejó la impedancia Z_f a la malla de entra-

da del bloque amplificador, a los efectos del generador de excitación. Escribiendo en este caso la corriente que circula por Z_f en el circuito original de la Fig. 4.20, en función de la corriente de la malla de salida i_o obtenida en el circuito amplificador completo por aplicación de la tensión de excitación de prueba v_{1p} en la entrada y sacando i_o factor común en la expresión (4.71):

$$v_f = i_f Z_f = (i_i + i_o) Z_f = i_o (i_i/i_o + 1) = i_o (1/k_i + 1) Z_f = i_o Z_{fL}^* \quad (4.32)$$

$$Z_{fL}^* = v_f / i_o = (k_i + 1) Z_f / k_i \quad (4.33)$$

Por lo tanto, "mirando" desde los terminales de salida del bloque amplificador [2-2'] hacia su carga, se "ve" a la impedancia Z_{fL}^* en serie con la impedancia de carga Z_L . Es decir, a los efectos del circuito amplificador, la impedancia de carga total es:

$$Z_{L2} = Z_{fL}^* + Z_L = i_o + i_o g_m R_E? \quad (4.34)$$

tal como se muestra en la Fig. 4.22, resultando:

$$v_o = - i_o Z_L - i_o Z_{fL}^* = - i_o (Z_{fL}^* + Z_L) \quad (4.35)$$

de acuerdo a los sentidos de referencia adoptados.

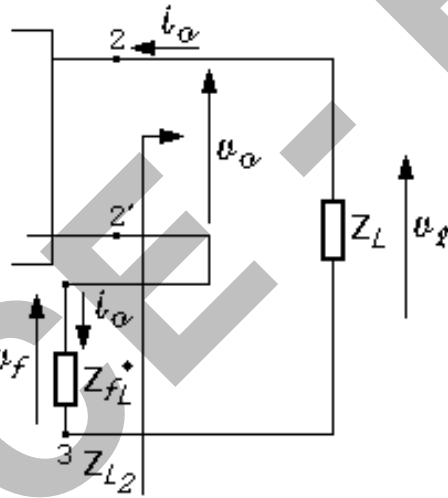


Fig. 4.22

En la Fig. 4.23 se ponen de manifiesto las impedancias reflejadas a las mallas de entrada y de salida simultáneamente.

En la Fig. 4.24 se ha supuesto que no hay efectos reactivos en el circuito, siendo resistivas todas las impedancias, de modo de poder analizar el camino de la señal y sus fases relativas en forma simplificada mediante semiciclos de onda senoidal. Partiendo del semiciclo positivo de v_{1p} se muestran los semiciclos de tensiones y corrientes de acuerdo a los sentidos de referencia adoptados en la Fig. 4.20

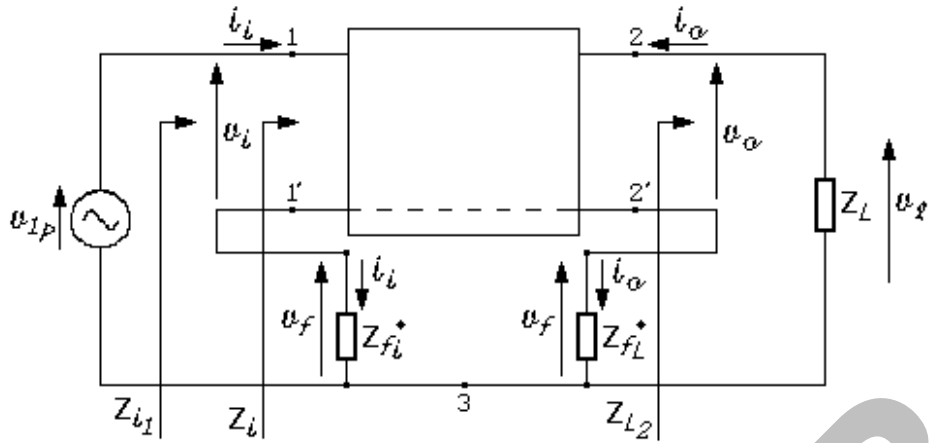


Fig. 4.23

Ejemplificaremos el comportamiento de un circuito utilizando reducción de impedancias por relación de corrientes, para algunos valores determinados de k_i reales y complejos e impedancias de distinto tipo ⁽¹⁷⁾.

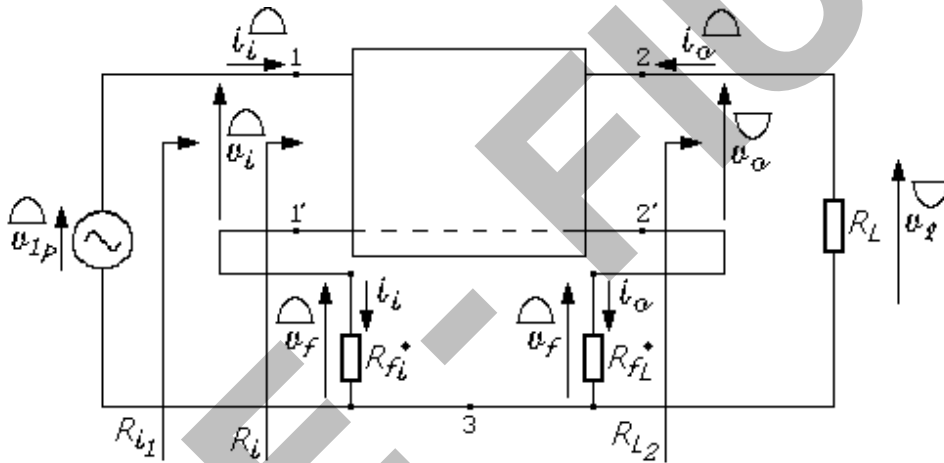


Fig. 4.24

- Si k_i es real, positiva y mucho mayor que la unidad, por simple inspección: $[Z_{fi}^* \cong k_i Z_f]$ y $Z_{fL}^* \cong Z_f$. En este caso será $|Z_{fi}^*| \gg |Z_f|$ y ambas impedancia reflejadas serán del mismo tipo que la impedancia a reducir.
- Si k_i es imaginaria, negativa y mayor que la unidad, con Z_f resistiva, $Z_f = R_f$, Z_{fi}^* será una impedancia de parte resistiva igual a R_f y poseerá una parte reactiva de tipo capacitivo de valor $[|k_i| \cdot R_f]$, en tanto que la impedancia reflejada a la malla de salida poseerá una parte real resistiva igual a R_f y una parte imaginaria de tipo inductivo de valor $[R_f / |k_i|]$. Si Z_f es una impedancia capacitiva pura, $[Z_f = -jX_{cf}]$, Z_{fi}^* será una impedancia cuya parte resistiva será negativa de valor $|k_i| X_{cf}$ y su parte reactiva será de tipo capacitivo de valor X_{cf} , en tanto que la impedancia reflejada a la malla de salida poseerá una parte real resistiva positiva igual a $[X_{cf} / |k_i|]$ y una parte imaginaria de tipo capacitivo de valor X_{cf} .

⁽¹⁷⁾ Si k_i depende de Z_{fL}^* , que es a su vez una función de k_i , siempre se podrá hallar k_i en función de $Z_{L2} = Z_L + Z_{fL}^*$ y despejar k_i de la expresión obtenida, lo cual puede resultar un procedimiento complicado, tal como se dijo en el caso de reducción de impedancias por relación de tensiones.

4.6.- Aplicación de las técnicas descriptas a un bloque amplificador tomado como amplificador inverso

La reducción de una impedancia Z_f conectada entre los nodos no comunes o compartiendo las mallas de la nueva entrada [2-2'] y la nueva salida [1-1'] del amplificador inverso, implica la obtención de valores de k_v y k_i , definidos de manera totalmente distinta a la forma realizada anteriormente para el amplificador utilizado en su configuración directa. A estos nuevos valores los denominaremos k_{vinv} y k_{iinv} y dada la no reciprocidad de la red resulta claro que:

$$k_{vinv} \neq 1/k_v \quad - \quad k_{iinv} \neq 1/k_i \quad (4.36)$$

4.7.- Aplicación de otras técnicas de reducción al amplificador directo:

Se analizará otra técnica de reducción que resulta muy útil para hallar impedancias de salida por inspección, requiriendo un mínimo de ecuaciones.

Para simplificar el procedimiento se supondrá que no hay efectos reactivos en el amplificador, su generador de excitación y su carga, y se hallará la resistencia de salida, R_{o2} , de un amplificador con una resistencia R_f compartiendo las mallas de entrada y salida como se muestra en el circuito de la Fig. 4.25.

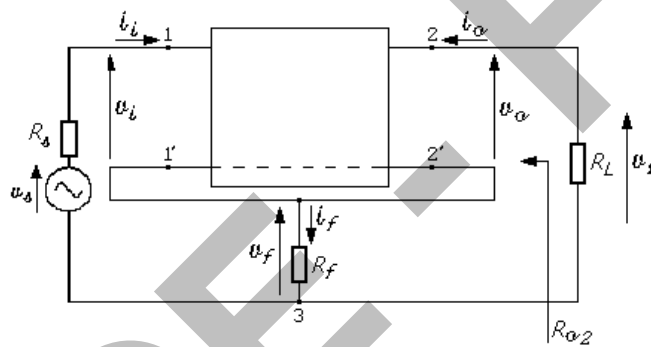


Fig. 4.25

Se procede para ello a conectar un generador de prueba v_{2p} a la salida, pasivando el generador de excitación v_s , y se obtiene la relación $[v_{2p}/i_{op}]$, de acuerdo a lo indicado en la Fig. 4.26.

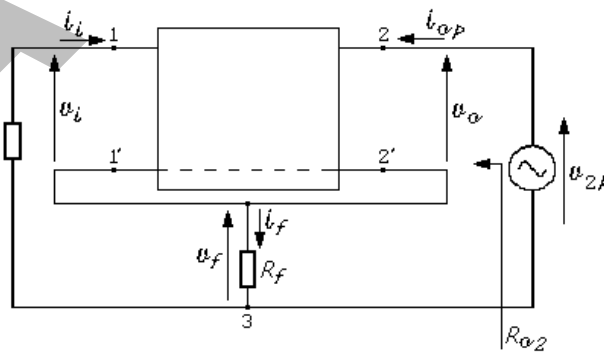


Fig. 4.26

Resulta claro que en el semiciclo positivo de v_{2p} , la corriente i_{op} también estará en el semiciclo positivo dado que al haber pasivado el generador de excitación, el circuito se comportará como pasivo para la señal a efectos de v_{2p} .

Para poder aplicar un procedimiento de reducción de impedancias que permitan calcular en forma sencilla R_{o2} , se reemplazará en principio el bloque amplificador por uno de sus equivalentes internos, por ejemplo, explicitando su resistencia de entrada y el equivalente Norton del circuito de salida, de acuerdo al modelo de la Fig. 4.14, pero donde el generador controlado se lo toma dependiente de la tensión v_i entre terminales de entrada del bloque amplificador, como se ve en la Fig. 4.27 y la resistencia de salida se obtuvo para la entrada en cortocircuito entre [1] y [1'], R_{oc} (equivalente a admitir $R_s \rightarrow 0$).

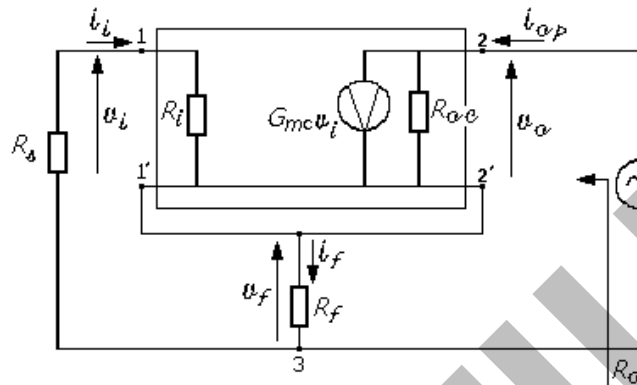


Fig. 4.27

Para simplificar el análisis, se supondrá inicialmente que $[R_s = 0]$. De esta forma, como puede verse en la Fig. 4.28, la resistencia R_i queda en paralelo con la resistencia común a las mallas de entrada y salida, R_f .

Al colocar R_i en paralelo con R_f , se sobreentiende que, “mirando” entre los terminales [1] y [1'] hacia el bloque amplificador de la Fig. 4.28, la resistencia vista es infinita por haber extraído fuera del bloque a R_i .

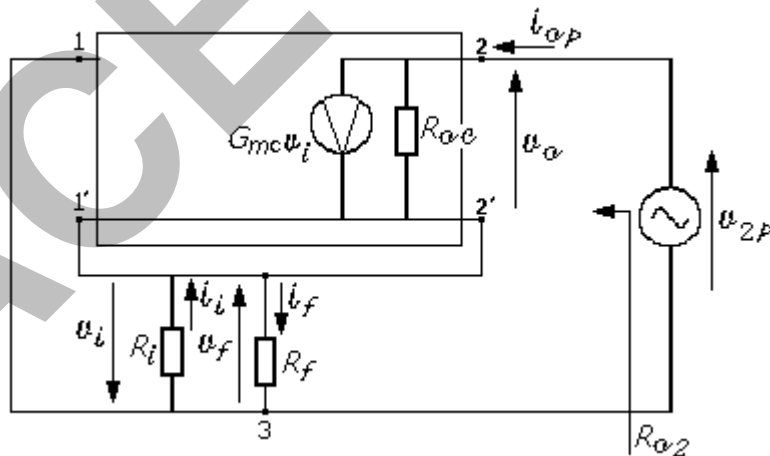


Fig. 4.28

Transformando el equivalente Norton de salida del amplificador en un equivalente Thévenin, se obtiene un circuito equivalente de salida del bloque amplificador, tal como se ve en la Fig. 4.29.

En ella la tensión v_i de control del generador de tensión de salida, comparte la malla con este. Inviertiendo el sentido de v_i , y consecuentemente el del genera-

donde A_{vo} v_i , para referir todas las tensiones respecto del terminal "3", común de todo el circuito amplificador, puede escribirse la corriente i_{op} en base a recorrer la malla de salida del circuito de la Fig. 4.35.

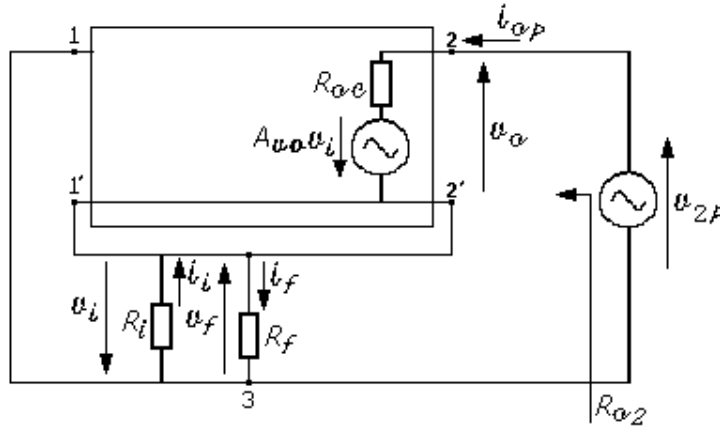


Fig. 4.29

$$i_{op} = \frac{v_{2p} - (A_{vo} + 1) v_i}{R_{oc}} \quad (4.37)$$

Siendo $v_i = i_{op} (R_i // R_f)$, se obtiene:

$$R_{o2} = v_{2p} / i_{op} = R_{oc} + (A_{vo} + 1) (R_i // R_f) \quad (4.38)$$

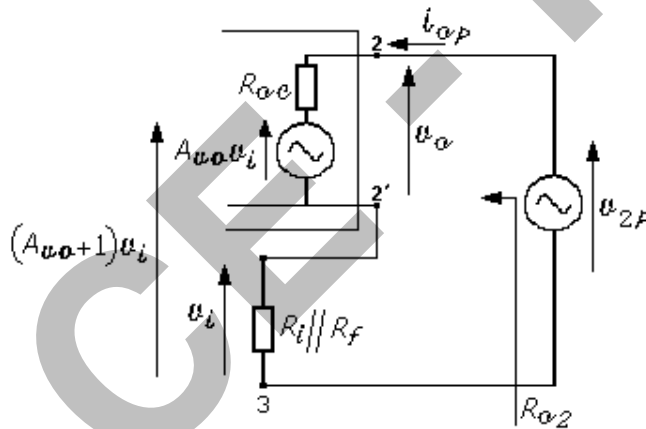


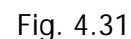
Fig. 4.30

Puede verse de (4.38) que el efecto de la R_f sobre la resistencia de salida vista desde la carga R_L , R_{o2} , resulta ser un equivalente serie entre la resistencia de salida del bloque amplificador, R_{oc} , y el paralelo de la resistencia de entrada R_i del bloque amplificador y la resistencia R_f , amplificada $[A_{vo} + 1]$ veces ⁽¹⁸⁾. Como $[A_{vo} = G_{mc} R_{oc}]$, puede reescribirse la expresión (4.38) como:

$$R_{o2} = v_{2p} / i_{op} = R_{oc} + (1 + G_{mc} R_{oc}) (R_i // R_f) = [1 + G_{mc} (R_i // R_f)] R_{oc} + (R_i // R_f) \quad (4.39)$$

⁽¹⁸⁾ Se sobreentiende que en cada caso particular habrá que considerar el signo de A_{vo} , de tratarse de un N° real, o su módulo y argumento de existir efectos reactivos que incidan sobre su valor.

Ejemplo 2: Se determinarán las expresiones de la amplificación de tensión referida a la tensión entre terminales de entrada del amplificador para un bloque amplificador que posee en su interior una resistencia R_f que comparte las mallas de entrada y salida como se muestra en la Fig. 4.31. Para simplificar el análisis se admitirá que todos los efectos reactivos del circuito completo, incluyendo al generador de señal de excitación y la carga, se consideran despreciables.



Se representará el nuevo bloque definido sin la resistencia R_f mediante un circuito equivalente como se hizo en la Fig. 4.27, con parámetros internos dados por números reales independientes de la frecuencia de trabajo.

85

teniéndose $R_i = v_{ip}/i_{ip}$. Esta resistencia de entrada dependerá de R_L y de la propia R_f , de acuerdo al análisis realizado anteriormente.

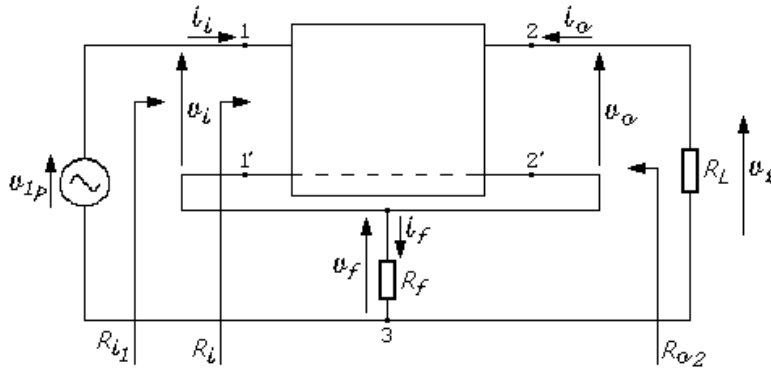


Fig. 4.32

El circuito equivalente Norton de salida, que se obtiene de aplicar el generador de prueba v_{ip} , estará formado por el generador de corriente controlado cortocircuitando [2] y [2'], $[G_{mc}v_i]$ y la resistencia de salida determinada con la entrada en cortocircuito, $R_{oc} = [v_{op}/i_{op}]|_{v_i=0}$.

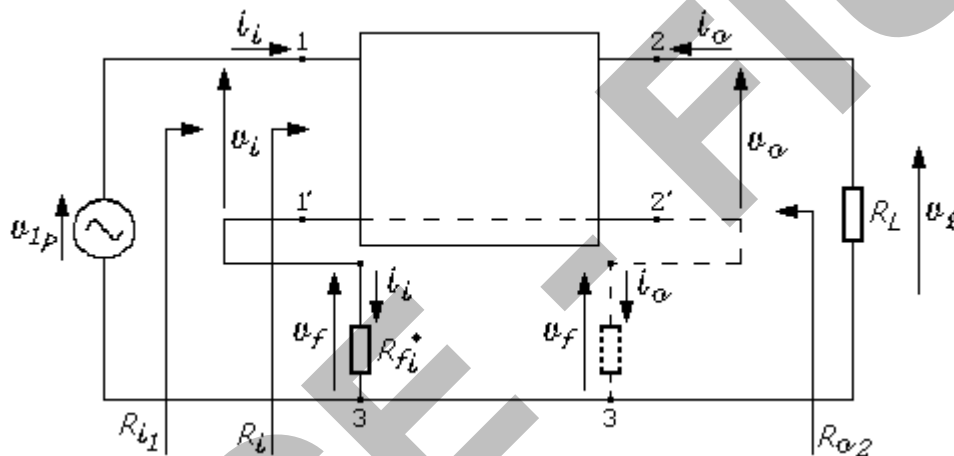


Fig.4.33

De la Fig. 4.39 se observa que la tensión de salida v_o entre terminales de salida del bloque amplificador [2-2'], estará dada por la corriente que entrega el generador controlado multiplicada por la resistencia total conectada al mismo entre sus terminales, dada por R_{oc} en paralelo con la resistencia total de carga $[R_{L2} = R_{fL}^* + R_L]$. En ella R_{fL}^* se obtiene reduciendo R_f por relación de corrientes en serie con la resistencia de carga R_L .

La tensión de salida sobre la resistencia de carga, R_L , se obtendrá a partir del divisor de tensión formado por $[R_L$ y $R_{fL}^*]$. En numerosos circuitos prácticos puede aceptarse con suficiente aproximación que $[R_{fL}^* \approx R_f]$ y en ocasiones, resulta $R_f \ll R_L$, con lo que se puede tener en primera aproximación, que la resistencia total que "ve" el generador de corriente controlado es directamente $[R_{oc}/R_L]$ ⁽¹⁹⁾.

⁽¹⁹⁾ Normalmente es mucho más probable que exista una incidencia apreciable de R_f sobre el circuito equivalente de entrada que sobre la carga del amplificador.

$$v_1 = v_o R_L / (R_{fL}^* + R_L) \cong - (G_{mc} v_i) (R_{oc} // R_L) \quad (4.40)$$

Dado que por definición, la amplificación de tensión referida a la tensión entre terminales de entrada del amplificador es $A_v = v_o/v_{1p}$, bastará poner v_i en función de v_{1p} en (4.40) para despejar v_o/v_{1p} .

Para ello, el procedimiento se simplifica notablemente si puede hallarse fácilmente la relación de corrientes de las dos mallas, que hemos denominado k_i , y determinar por reducción de corrientes el circuito equivalente Thévenin de entrada. En este caso resultará, a partir del circuito de la Fig. 4.33, un *circuito equivalente Thévenin de entrada* dado por la Fig. 4.34, de donde podrá obtenerse la tensión v_i a partir de v_{1p} en base al divisor de tensión formado por R_i y R_{fi}^* .

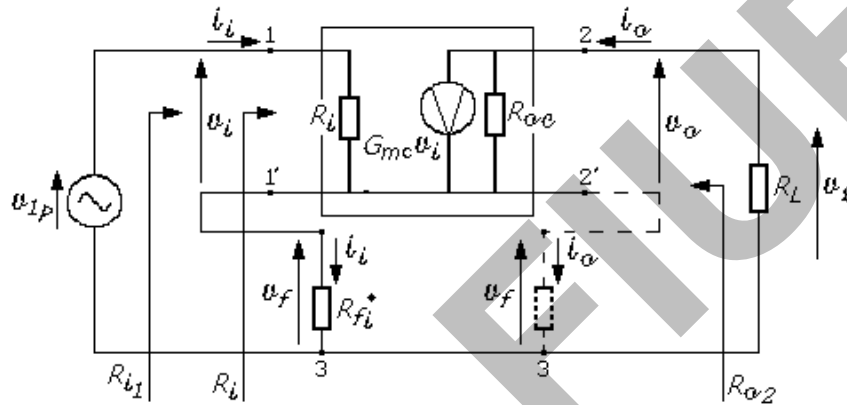


Fig. 4.34

De la figura se obtiene:

$$v_i = v_{1p} R_i / (R_i + R_{fi}^*) \quad (4.41)$$

y reemplazando (4.41) en (4.40) se puede despejar la expresión de A_v .

$$A_v = v_o/v_{1p} \cong - G_{mc} [R_i / (R_i + R_{fi}^*)] (R_{oc} // R_L) \quad (4.42)$$

Ejemplo 3: Se tiene un circuito seguidor, que se muestra en la Fig. 4.35, con un transistor del tipo MOSFET. Se conocen todos los componentes del circuito, la fuente de alimentación, el generador de señal de excitación y los parámetros constructivos del transistor.

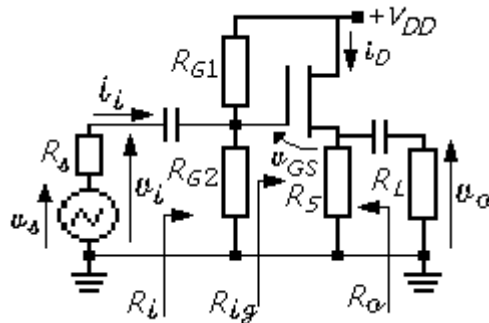


Fig. 4.35

a) Determinar por inspección, para el rango de frecuencias medias, la amplificación de tensión referida a la tensión entre terminales de entrada del amplificador, A_v , y la amplificación de tensión referida a la tensión en vacío del generador de excitación, A_{vs} .

El circuito de señal, *sin reemplazar al transistor por su modelo incremental*, se muestra en la Fig. Fig. 4.36, donde el drain está conectado directamente a común de acuerdo al circuito de la Fig. 4.35.

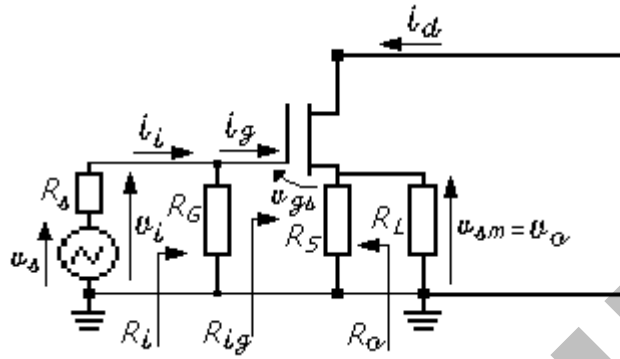


Fig. 4.36

Se denominó $[R_{sa} = R_s]$ a la resistencia de señal entre el terminal de source y común y se agregó un subíndice M a la tensión y corriente de source para diferenciarlas de la tensión en vacío del generador de excitación y de la corriente que circula por éste respectivamente - v_{sM} e i_{sM} -.

Se trabajará con el modelo circuital incremental del MOSFET obtenido a partir de su modelo de funcionamiento físico formado por la resistencia r_{gs} entre gate y source en la rama de entrada, que al finalizar el análisis se hará tender a infinito y por el generador de corriente controlado $[g_m v_{gs}]$ y la resistencia r_{ds} en paralelo con él, entre drain y source a la salida. El generador controlado se activa de modo tal, que el semiciclo positivo de la señal de control v_{gs} genera una corriente entrante por el electrodo de drain. Se admitirá que no hay efectos del cuerpo o sustrato, es decir que la tensión entre source y sustrato es nula o constante de modo que el generador de corriente controlado $[g_{mb} v_{bs}]$ no se enciende.

Cuando se desea realizar un *análisis por inspección* al modelo incremental se lo considera normalmente *en forma implícita*, sin dibujarlo, es decir, se trabaja directamente sobre el circuito de señal de la Fig. 4.36, razonando en base a que el transistor se comporta de acuerdo a lo que establece su modelo incremental intrínseco ⁽²⁰⁾. Por definición:

$$g_m = [i_d / v_{gs}]|_{v_{ds}=0} \quad (4.43)$$

Definiendo al *factor de amplificación de corriente de bajas frecuencias*:

$$\beta_{oM} = [i_d / i_g]|_{v_{ds}=0} \quad (4.44)$$

⁽²⁰⁾ Los modelos incrementales intrínsecos de los transistores individuales se construyen normalmente a partir de la modelización de su funcionamiento físico.

dado que $[v_{gs} = i_g r_{gs}]$, la corriente i_d con los terminales de drain y source en cortocircuito será:

$$i_d|_{v_{ds}=0} = g_m v_{gs} = g_m i_g r_{gs} = \beta_{oM} i_g \quad (4.45)$$

de donde se desprende que

$$\beta_{oM} = [i_d/i_g]|_{v_{ds}=0} = g_m r_{gs} \quad (4.46)$$

Si se tiene en cuenta que la resistencia r_{ds} queda en este caso en paralelo con la resistencia de señal de source R_{sa} , se podrá considerar que entre source y común hay una resistencia total para señal $R_{saT} = R_{sa} // r_{ds}$ por la que circulará la corriente entregada por el generador controlado $[g_m v_{gs} = \beta_{oM} i_g]$.

Con estas consideraciones resulta de inmediato que la resistencia R_{saT} puede reducirse al circuito de entrada, en serie con r_{gs} utilizando reducción por relación de corrientes la que, de acuerdo con (4.46) será $k_i = \beta_{oM}$, como se muestra en la Fig. 4.37.

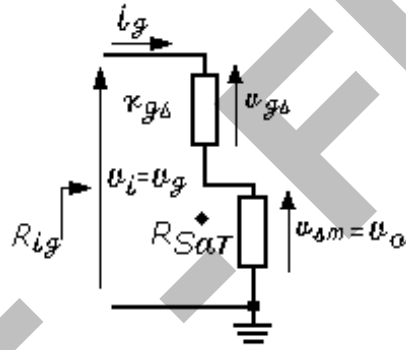


Fig. 4.37

La justificación cualitativa de la forma del circuito de entrada, surge de tener en cuenta que la tensión v_g aplicada debe repartirse del mismo modo entre v_{gs} y v_{sm} en los circuitos de las Figs. 4.36 y 4.37, pero circulando en todo el circuito equivalente de entrada la corriente i_g . En el circuito original de la Fig. 4.36, por la resistencia R_{saT} circula la corriente i_d que es β_{oM} veces mayor que la que circulará por la resistencia reflejada a la entrada R_{saTi}^* , por lo que para mantener la misma tensión v_{sm} con una corriente β_{oM} veces menor, la resistencia reflejada debe tener un valor β_{oM} veces mayor, es decir la resistencia R_{saT} se "ve" desde el terminal de gate β_{oM} veces más grande.

La amplificación de tensión referida a la tensión entre terminales de entrada del amplificador surge directamente del divisor de tensión de entrada de la Fig. 4.37:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{ip}} = \frac{v_{sm}}{v_g} = \frac{\beta_{oM} R_{saT}}{r_{gs} + \beta_{oM} R_{saT}} = \frac{g_m r_{gs} R_{saT}}{r_{gs} + g_m r_{gs} R_{saT}} = \frac{g_m R_{saT}}{1 + g_m R_{saT}} \quad (4.47)$$

Para obtener la amplificación de tensión referida a la tensión en vacío del generador de excitación, bastará multiplicar la expresión de A_v dada por (4.47) por

la transferencia del divisor de tensión de entrada formado por las resistencias R_i y R_s .

Por definición $R_{ig} = v_g/i_g$ y $R_i = v_g/i_s$, como se observa por las flechas indicadas en la Fig. 4.36.

Dado que:

$$R_{ig} = v_g/i_g = r_{gs} + \beta_{oM} R_{SaT} \quad (4.48)$$

tiende a infinito, será:

$$R_i = v_g/i_s = R_G // R_{ig} = R_G \quad (4.49)$$

con lo que:

$$A_{vs} = \frac{v_{sM}}{v_s} = \frac{R_{SaT}}{r_d + R_{SaT}} \times \frac{R_G}{R_i + R_s} \quad (4.50)$$

b) Hallar por inspección la resistencia de salida "vista" desde el terminal de source, R_{osM} y la "vista" desde la resistencia de carga, R_o , de acuerdo a lo indicado las flechas que figuran en el circuito de señal de la Fig. 4.38.

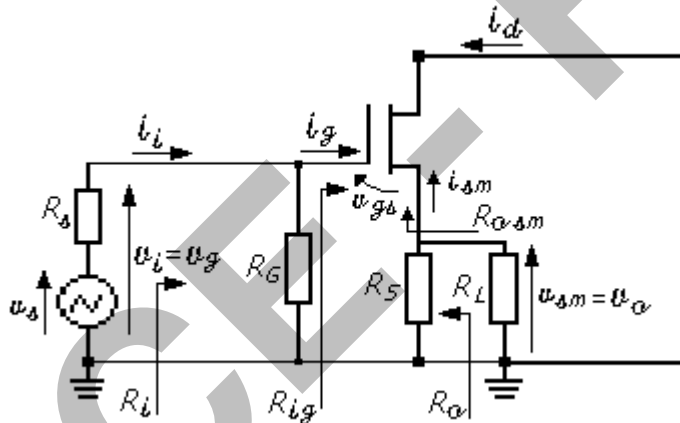


Fig. 4.38

Por tratarse de resistencias equivalentes de Thévenin "vistas" en el sentido indicado por las flechas, habrá que pasivar el generador de excitación cortocircuitando v_s y aplicar un generador de prueba, por ejemplo de tensión, donde corresponda, en la forma mostrada en la Fig. 4.39 para R_{osM} y en la Fig. 4.40 para R_o .

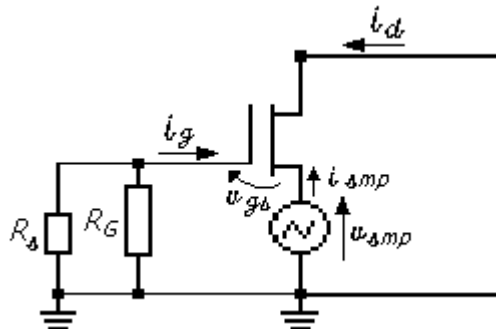


Fig. 4.39

En base a Thévenin, R_{osM} se define como:

$$R_{osM} = v_{sMp} / i_{sMp} \quad (4.51)$$

De la Fig. 4.39 se desprende que al ser i_g nula a las frecuencias en las que se está trabajando, lo será v_g y por ende la tensión v_{gs} será igual en amplitud a la tensión de prueba aplicada v_{sMp} pero de signo contrario - $[v_{gs} = -v_{sMp}]$ -. En estas condiciones, en el semiciclo positivo de v_{sMp} , el generador controlado se encenderá entregando una corriente dirigida hacia el drain, que se cerrará entrando por source a través del generador de tensión de prueba, con lo que i_{sMp} también estará en su semiciclo positivo. Dado que la tensión entre drain y source, v_{ds} , resulta igual a $[-v_{sMp}]$, durante el semiciclo positivo de v_{sMp} estará en el semiciclo negativo, por lo que la corriente por r_{ds} también estará dirigida de source a drain, sumándose aritméticamente a la del generador controlado $[g_m v_{sMp}]$ para dar i_{sMp} .

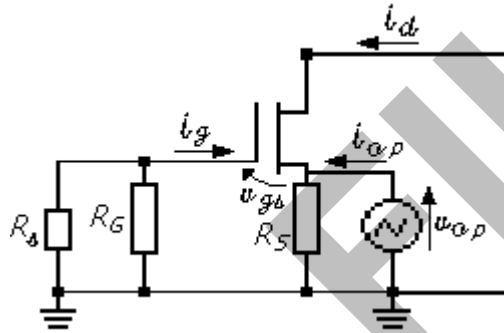


Fig. 4.40

Como la corriente que entrega el generador controlado es igual $[g_m v_{sMp}]$ y la tensión entre sus terminales es igual a la tensión de control, siendo sus fases tales que, cuando la tensión v_{sMp} está en su semiciclo positivo la corriente del generador circula de positivo a negativo, a los efectos del generador de excitación de prueba, el generador controlado se comporta como un resistencia de valor:

$$v_{sMp} / (g_m v_{sMp}) = 1/g_m = r_d \quad (4.52)$$

Siendo:

$$i_{sMp} = g_m v_{sMp} + (v_{sMp}/r_{ds}) \quad (4.53)$$

la resistencia "vista" desde el terminal del source del seguidor de la Fig. 4.39 ⁽²¹⁾ ⁽²²⁾, resulta:

$$R_{osM} = v_{sMp} / i_{sMp} = (1/g_m) // r_{ds} = r_d // r_{ds} \quad (4.54)$$

Dado que en general $r_{ds} \gg r_d$, se considerará en esos casos directamente que:

⁽²¹⁾ Notar que al estar v_{sMp} e i_{sMp} en fase, desde el generador de prueba se ve una impedancia equivalente de Thévenin disipativa pura, es decir una resistencia (positiva).

⁽²²⁾ (4.54) es válida sólo si el drain está conectado a común para la señal. Si no es así, la resistencia que exista entre el terminal de drain y común incidirá en su valor, a menos que el efecto de r_{ds} resulte despreciable, cosa que ocurrirá si r_{ds} es mucho mayor que la resistencia conectada al drenaje.

$$R_{osM} = v_{sMp} / i_{sMp} \cong (1/g_m) = r_d \quad (4.55)$$

La resistencia de salida R_o "vista" desde la resistencia de carga, se obtendrá a partir de la Fig. 4.40, como:

$$R_o = v_{1p} / i_{1p} = R_s // R_{osM} \quad (4.56)$$

Si $r_{ds} \gg r_d$ la (4.56) quedará directamente:

$$R_o = v_{1p} / i_{1p} = r_d // R_s \quad (4.57)$$

Cabe aclarar que, siendo $r_d = 1/g_m$ y de acuerdo a (4.47), A_v se puede escribir como:

$$A_v = v_{sM} / v_{gp} = \frac{g_m R_{saT}}{1 + g_m R_{saT}} = \frac{R_{saT}}{(1/g_m) + R_{saT}} = \frac{R_{saT}}{r_d + R_{saT}} \quad (4.58)$$

La expresión (4.58) resulta muchas veces más cómoda para obtener valores aproximados mentalmente, permitiendo comparar fácilmente el valor de r_d frente al de R_{saT} y juzgar en cuánto se aleja la amplificación del seguidor por source de la unidad. En (4.58) la incidencia de r_{ds} se incluye en el valor de $R_{saT} = R_{sa} // r_{ds}$. Si $r_{ds} \gg R_{sa}$, la (4.58) se escribirá directamente como:

$$A_v = v_{sM} / v_{gp} = \frac{R_{sa}}{r_d + R_{sa}} \quad (4.59)$$

Ejemplo 4: Adaptador de impedancias. Se debe alimentar una resistencia de carga, R_{ca} , de 1 K Ω a partir de una fuente de señal que entrega 1 V_{ef} en vacío y posee una resistencia interna de 10 K Ω - Fig. 4.41 -.

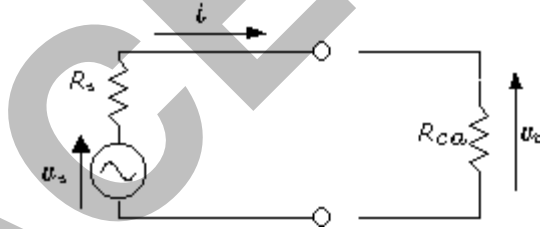


Fig. 4.41

La tensión eficaz sobre R_{ca} se obtendrá a partir del divisor resistivo:

$$V_c = V_s [R_{ca} / (R_s + R_{ca})] = 1V(1K\Omega / 11K\Omega) \approx 0,091V = 91 \text{ mV}$$

Admitamos que disponemos de un dispositivo que se intercala entre la fuente de señal y su carga, como se muestra en la Fig. 4.42. Suponiendo que no existen efectos reactivos, a dicho dispositivo le corresponden los siguientes valores de sus parámetros característicos:

$$A_{vo} = -1 \quad - \quad R_i = 100 \text{ K}\Omega \neq f(R_{ca}) \quad - \quad R_{os} = 100 \Omega$$

La tensión v_i entre terminales de entrada será:

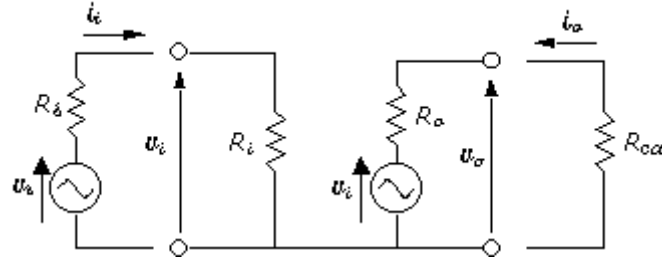


Fig. 4.42

$$V_i = V_s [R_i / (R_s + R_i)] = 1V (100 \text{ K}\Omega / 110 \text{ K}\Omega) \approx 0,91 \text{ V} = 910 \text{ mV}$$

Con un valor eficaz de V_i de 0,91 V, la tensión de salida sobre R_{ca} será:

$$V_o = V_i [R_{ca} / (R_o + R_{ca})] = 0,91 \text{ V} (1 \text{ K}\Omega / 1,1 \text{ K}\Omega) \approx 0,83 \text{ V} = 830 \text{ mV}$$

El efecto del dispositivo activo resulta evidente. Aunque la amplificación A_{vs} del dispositivo es menor que la unidad, la mejora obtenida se debe al *mecanismo de adaptación de impedancias* que puede realizarse utilizando un dispositivo activo, trabajando en una configuración tal que aproxime su comportamiento a un amplificador ideal de tensión, ganando potencia de señal, pues la toma de la fuente de alimentación de continua.

Ejemplo 5: *Multiplicador de capacitancia.* Consideremos un dispositivo o un bloque amplificador en el que supondremos que no hay ningún efecto reactivo, y que tanto la impedancia interna del generador de excitación como la carga son resistivas, R_s y R_L respectivamente. Se representará al bloque amplificador por un modelo de amplificador de tensión, donde se mantendrá la notación general utilizada al analizar la técnica de reducción de impedancias por relación de tensiones, denominando k_{vo} a A_{vo} . Se admitirá $k_{vo} > 0$ y mucho mayor que la unidad, con lo que el *amplificador es inversor de fase*, y que R_o es mucho menor que R_L , por lo que se la considerará nula. Se conectará un capacitor C_f entre los terminales no comunes de entrada y salida como muestra la Fig. 4.43.

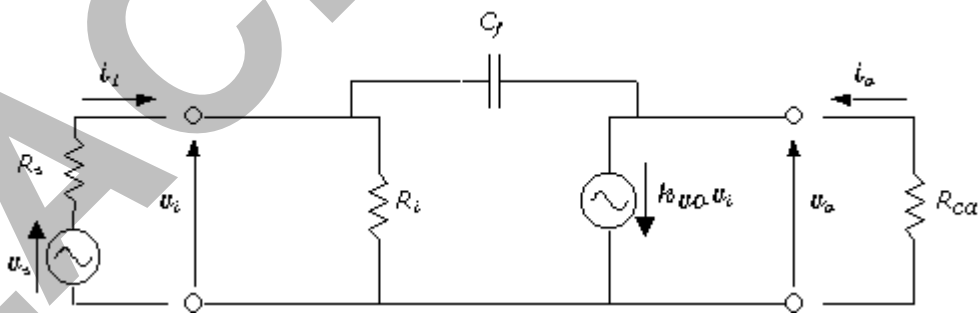


Fig. 4.43

$$\begin{aligned} i_i &= \frac{v_i}{R_i} + C_f \frac{d(v_i - v_o)}{dt} \\ &= \frac{v_i}{R_i} + C_f \frac{d(v_i + k_{vo} v_i)}{dt} \\ &= \frac{v_i}{R_i} + C_f \frac{dv_i (1 + k_{vo})}{dt} \end{aligned} \quad (4.60)$$

entonces:

$$i_i = \frac{v_i}{R_i} + (1 + k_{vo})C_f \frac{dv_i}{dt} \cong \frac{v_i}{R_i} + k_{vo}C_f \frac{dv_i}{dt} \quad (4.61)$$

La impedancia vista por la fuente de señal resulta ser R_i en paralelo con un capacitor de valor $[k_{vo} C_f]$, mayor que el valor del capacitor colocado C_f , en un factor k_{vo} . Notar que el capacitor C_{fo}^* reflejado a la salida en paralelo con R_L , no tendrá incidencia en el circuito a frecuencias para las que pueda aceptarse que $[1/\omega C_{fo}^* \gg R_L]$.

Ejemplo 6: Inversor del tipo de reactancia. Se trabajará con un *amplificador no inversor* (v_o y v_i en fase) con $[|k_{vo}| \gg 1]$. Si se invierte el sentido del generador controlado $[k_{vo} v_i]$, de modo de mantener k_{vo} con signo positivo, en (4.60), v_o será igual a $[-k_{vo} v_i]$, con lo que el capacitor C_f se "reflejará" a la entrada, en paralelo con R_i , con un valor $C_{fi}^* \approx -k_{vo} C_f$. Dado que para onda senoidal la reactancia de un capacitor es $[-j/\omega C]$, si C es negativa, C_f se "reflejará" a la entrada en paralelo con R_i como una reactancia de tipo inductivo donde el valor del inductor será función de la pulsación ω , dado que:

$$-j.1/\omega C_{fi}^* = -j.1/[\omega(-k_{vo})C_f] = j.1/[\omega k_{vo} C_f] \quad (4.62)$$

Multiplicando y dividiendo por ω se tiene:

$$j \frac{\omega}{\omega^2 k_{vo} C_f} = j \omega L_i^* \quad (4.63)$$

donde resulta:

$$L_i^* = 1/(\omega^2 k_{vo} C_f) \quad (4.64)$$

y el circuito equivalente Thévenin de entrada será el de la Fig. 4.44.

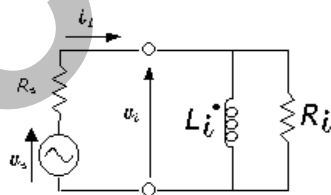


Fig. 4.44

De este modo se podrán *tener efectos de ambos tipos de componentes reactivos* en un circuito, *utilizando un solo tipo de componente*, generalmente *capacitores*, *realimentando* a través de configuraciones de amplificadores que cumplan con la condición de no invertir fase entre la entrada y la salida y poseer una amplificación cuyo módulo sea mayor que la unidad. Así se podrán obtener *resonancias para frecuencias físicas de onda senoidal*, utilizando *capacitores y dispositivos activos* (dando origen a *filtros activos con frecuencias físicas de resonancia*).

4.9.- Importancia de los distintos circuitos equivalentes

La importancia de la existencia de distintas formas de representar el circuito equivalente de un mismo sistema amplificador, permite adoptar la configuración más conveniente para lo que se necesita analizar. Por ejemplo, si se desprecian los efectos reactivos, e interesa la interacción $R_s - R_i$ y/o $R_L - R_o$ de modo que una sea mucho menor o mayor que la otra, se pueden distinguir los siguientes casos:

$R_s \ll R_i$	La fuente de excitación se comporta casi como un generador de tensión ideal.
$R_s \gg R_i$	La fuente de excitación se comporta casi como un generador de corriente ideal.
$R_o \ll R_L$	Conviene considerar a la salida como un generador de tensión controlado.
$R_o \gg R_L$	Conviene considerar a la salida como un generador de corriente controlada.

En cada caso, si se tienen desigualdades importantes entre ambos pares de resistencia, se puede llegar a despreciar el efecto de R_i y R_o , y, dentro de tolerancias predeterminadas, considerarlas nulas o infinitas según corresponda, dando lugar a poder utilizar modelos del bloque amplificador que se conocen como amplificadores ideales, a efectos de analizar su incidencia en el circuito integrado por el bloque, el generador de señal de excitación y la carga.

Amplificadores ideales

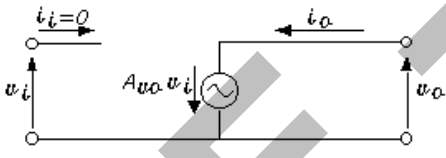
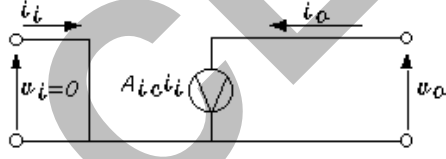
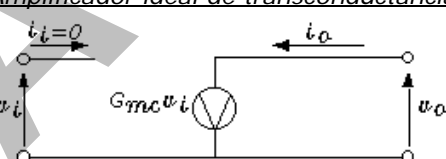
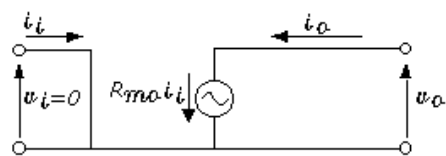
<p><u>Amplificador ideal de tensión</u></p> 	<p>$A_{vo} = v_o / v_i$: factor de amplificación de tensión en un amplificador ideal.</p> <p>En un amplificador real: $A_{vo} = v_o / v_i _{i_o = 0}$</p>
<p><u>Amplificador ideal de corriente</u></p> 	<p>$A_{ic} = i_o / i_i$: factor de amplificación de corriente en un amplificador ideal.</p> <p>En un amplificador real: $A_{ic} = i_o / i_i _{v_o = 0}$</p>
<p><u>Amplificador ideal de transconductancia</u></p> 	<p>$G_{mc} = i_o / v_i$: transconductancia de un amplificador ideal.</p> <p>En un amplificador real: $G_{mc} = i_o / v_i _{v_o = 0}$</p>
<p><u>Amplificador ideal de transresistencia</u></p> 	<p>$R_{mo} = v_o / i_i$: transresistencia de un amplificador ideal.</p> <p>En un amplificador real: $R_{mo} = v_o / i_i _{i_o = 0}$</p>

Fig. 4.51

Los dispositivos activos y los amplificadores reales, de acuerdo a cómo se los conecta, tienden a comportarse en algunas ocasiones en forma muy similar a alguno de estos cuatro modelos ideales.

LACE - FLUBA