PROGRAMA DE SIMULACION DE CIRCUITOS ANALOGICOS LINEALES Y DE CAPACIDADES CONMUTADAS

J.M. Miró, A. Puerta, J.M. Griñó y M. Sanz

Escuela Técnica Superior de Ingenieros
de Telecomunicación. Barcelona

In this paper an efficient computer program for the analysis of analog and Switched Capacitor circuits is presented. It permits simulation of circuits with a great variety of circuit elements including non ideal AO's. Frequency response is computed by means of the transfer function previously obtained what allows to reduce drastically the execution time. This feature makes the program especially well suited for implementation on a microcomputer.

INTRODUCCION

Para la simulación de circuitos analógicos existen gran número de programas generales que incluyen el tratamiento de circuitos lineales y no lineales. Sin embargo, en muchos casos, no es fácil disponer de estos programas que, por otra parte, dan prestaciones que exceden los requerimientos del diseño de circuitos de complejidad media.

El reciente desarrollo de los ordenadores personales ha servido de estímulo para la realización de programas de objetivos inicialmente mucho más limitados, pero que se han ido ampliando en paralelo con la creciente capacidad de estos ordenadores.

La mayor parte de estos programas se orientan a la determinación de la respuesta frecuencial de circuitos analógicos lineales, pero las restricciones que presentan en cuanto al tipo de elementos que pueden tratar, a la complejidad de los modelos de los dispositivos activos que incorporan y al tiempo de ejecución, excluyen de su campo de aplicación a gran número de circuitos de interés.

El origen de las restricciones citadas radica en que el análisis nodal, utilizado en la gran mayoría de estos programas, no permite el tratamiento de fuentes de tensión ni de elementos controlados por corriente. Además al no incluir la determinación de funciones de red, la obtención de la respuesta frecuencial exige la resolución del sistema de ecuaciones para cada valor de la frecuencia.

El programa de simulación de circuitos que se presenta aplica el Método Nodal Modificado (MNA) [1], [2] al planteamiento de las ecuaciones del circuito, lo que permite superar todas las limitaciones respecto al tipo de elementos e incluir el tratamiento de bipuertos definidos por cualquiera de sus matrices de parámetros. Por otra parte, el método empleado para la resolución de las ecuaciones se basa en la descomposición LU de la matriz del sistema y obtiene los coeficientes de la función de red por interpolación compleja [3], previa estimación del orden del circuito. Este último aspecto, que le confiere al programa el carácter de semi-simbólico, permite la determinación de la respuesta frecuencial a partir de la función de red, lo que reduce de forma muy sustancial el tiempo de ejecución frente a otros programas que tienen que resolver el sistema de ecuaciones para cada valor de la frecuencia.

El programa incluye además el análisis de circuitos de capacidades conmutadas por aplicación del método nodal desarrollado en [4]. Para el análisis de estos circuitos son específicos los subprogramas de descripción topológica, de planteamiento de las ecuaciones y de obtención de la respuesta frecuencial, siendo común el subprograma para el cálculo de las funciones de transferencia.

CARACTERISTICAS DEL PROGRAMA

En la Fig.1 se presenta un esquema de la estructura del programa. Los datos de la topología del circuito se introducen dando para cada elemento su valor y el número de orden de los nodos a los que está conectado. En el caso de circuitos SC la descripción se hace para cada una de las fases.

Se ha implementado en un PC M-24 de Olivetti en un lenguaje BASIC compilado y en su versión actual, permite el tratamiento de circuitos analógicos con un número de elementos no superior a 100 y tales que el orden de la matriz del sistema no exceda a 40. Para los circuitos de capacidades conmutadas el orden máximo es 10 y el número máximo de condensadores 40. Interesa resaltar que en los circuitos SC de interés práctico el orden coincide con el número de amplificadores operacionales.

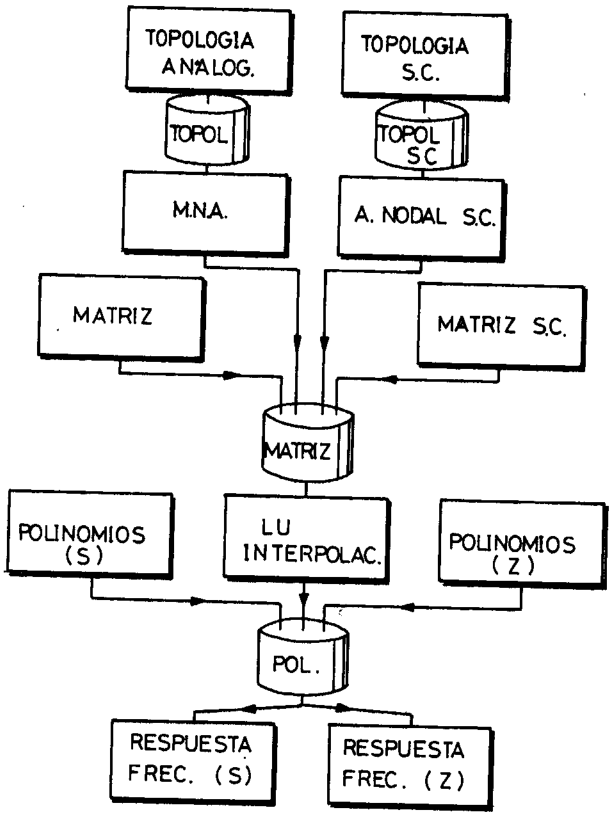


Figura 1. Esquema del programa

Además se han incorporado modelos de distintos grados de complejidad para los dispositivos activos

En los siguientes apartados se describen los fundamentos del programa, tanto los que se refieren a la formulación de las ecuaciones como los correspondientes a la determinación de la función de red.

METODO NODAL MODIFICADO (MNA)

El clásico Método Nodal está restringido a circuitos excitados con fuentes independientes de intensidad, elementos definidos por su admitancia o transadmitancia (resistores, inductores, condensadores y fuentes de intensidad controladas por tensión) y bipuertos con matriz de parámetros Y.

El Metodo Nodal Modificado, que es una generalización del anterior, permite la formulación de las ecuaciones de circuitos con todo tipo de elementos de dos o cuatro terminales, amplificadores ideales y reales y bipuertos definidos por parámetros homogéneos, híbridos o de transmisión.

Este método se basa en la introducción de una o dos ecuaciones y variables intensidad adicionales para cada elemento excluído en el Método Nodal, lo que hace aumentar el orden de la matriz del sistema y su carácter disperso. A este aumento contribuye también el tratamiento de los inductores como impedancias con el fin de evitar términos en 1/s en el sistema de ecuaciones.

La aplicación del Método Nodal Modificado (MNA) a los circuitos analógicos y lineales da lugar a sistemas de ecuaciones de la forma

$$\underset{\sim}{T}\underset{\sim}{X} = \underset{\sim}{W} \tag{1}$$

donde

$$\underset{\sim}{T} = \left[\begin{array}{c|c} \underset{\sim}{Y}_R & \underset{\sim}{B} \\ \hline \underset{\sim}{C} & \underset{\sim}{D} \end{array}\right] \qquad \underset{\sim}{X} = \left[\begin{array}{c} \underset{\sim}{V}_n \\ \hline \underset{\sim}{I} \end{array}\right] \qquad \underset{\sim}{W} = \left[\begin{array}{c} \underset{\sim}{J} \\ \hline \underset{\sim}{E} \end{array}\right] \tag{2}$$

El vector de variables $\underline{X}$ está formado por el de tensiones de nodo $\underline{V_n}$ y el vector $\underline{I}$, que incluye las intensidades en los inductores, en las fuentes de tensión independientes o controladas, las de control de fuentes y las de salida de los amplificadores operacionales.

El vector excitación W incluye las fuentes independientes de intensidad, $\underline{J}$, y las de tensión $\underline{E}$, y corresponden a las excitaciones del circuito y a las que modelan las condiciones iniciales de los elementos con memoria. Estas últimas solo tienen interés en la determinación de la respuesta temporal.

La partición de la matriz del sistema $\underset{\sim}{T}$, definida en (2), da lugar a: 1) $\underset{\sim}{Y}_R$ matriz reducida de admitancia nodal, que incluye los valores de las conductancias, G; de las transconductancias g, correspondientes a las VCCS y de las admitancias Cs de los condensadores; 2) $\underset{\sim}{B}$ matriz de los coeficientes de las variables adicionales en las ecuaciones nodales, con términos cuyo valor es +1 o 0; y 3) $\underset{\sim}{C}$ y $\underset{\sim}{D}$ matrices de los coeficientes de las variables del sistema en las ecuaciones adicionales constitutivas de los elementos no definidos por su admitancia.

Al quedar excluída la admitancia de los inductores de la matriz $\underset{\sim}{Y}_R$, la matriz del sistema $\underset{\sim}{T}$ no contiene términos en s^{-1} y, por tanto, puede expresarse en la forma

$$\underset{\sim}{T} = \underset{\sim}{G} + s\underset{\sim}{C} \tag{3}$$

Este último aspecto es importante ya que facilita, por una parte, el cálculo del denominador de la función de red que coincide con el determinante de la matriz del sistema $\underset{\sim}{T}$

$$D(s) = |\underset{\sim}{T}(s)| \tag{4}$$

y, por otra, la obtención de la respuesta temporal por métodos numéricos, al tener el sistema una estructura similar a la que presentan las ecuaciones de estado.

DETERMINACION DE LA FUNCION DE RED

El problema de la determinación de la función de red se reduce al cálculo de los coeficientes de los polinomios de su numerador N(s) y de su denominador D(s).

Para ello habrá que determinar el orden de circuito, n, calcular los valores de cada uno de los polinomios para (n+1) puntos en el plano s y, por interpolación, obtener los coeficientes.

El orden máximo de un circuito coincide con la suma de inductores, de condensadores y de amplificadores operacionales reales, en el caso más común de utilizar para este dispositivo un modelo con un único polo. El orden real puede ser menor debido a la existencia de acoplamientos magnéticos perfectos y lazos y cortes capacitivos o inductivos respectivamente. En caso de haber supuesto un orden superior al real y si se trabaja con valores normalizados de la variable s, la interpolación dará unos coeficientes de mayor grado varios órdenes de magnitud inferiores al resto, por lo que después de su eliminación se llegará a la expresión correcta de la función de red. Por el contrario si el orden estimado es inferior al real, los errores son difícilmente detectables. Por este motivo se aconseja hacer una estimación del orden igual a su valor máximo.

El siguiente paso consiste en el cálculo de los valores de los polinomios N(s) y D(s) en un punto s_i del plano s. Para ello se aplica la descomposición LU a la matriz $\underset{\sim}{T}(s)$ particularizada para $s = s_i$, obteniéndose la siguiente expresión:

$$\underset{\sim}{T}(s_i) = \underset{\sim}{L}(s_i)\, \underset{\sim}{U}(s_i) \tag{5}$$

donde

$$\ell_{ij} = 0, \ \forall i>j \ ; \quad u_{ij} = 1, \ \forall i=j, \qquad u_{ij} = 0 \ \ \forall i<j \tag{6}$$

De (4) se obtiene:

$$D(s_i) = |\underset{\sim}{T}(s_i)| = |\underset{\sim}{L}(s_i)| = \prod_{k=1}^{n} \ell_{kk} \tag{7}$$

Una vez obtenidas las matrices $\underset{\sim}{L}$ y $\underset{\sim}{U}$ y por aplciación de las substituciones "forward" y "back" se resuelve el sistema para la variable elegida como salida $F(s_i)$.

A partir de los resultados anteriores, el valor del numerador será:

$$N(s_i) = F(s_i)\, D(s_i) \tag{8}$$

El algoritmo implementado en el programa no incluye el tratamiento de matrices dispersas aunque incorpora una estrategia en la elección de los pivotes y evita las operaciones con elementos nulos , aumentando así la precisión y la velocidad de ejecución.

La repetición del proceso descrito para n+1 valores de la variable s nos permitirá determinar los coeficientes de los polinomios por interpolación.

Los puntos en el plano s elegidos son las raíces (n+1)-ésimas de la unidad, que se presentan en el plano s como puntos igualmente espaciados en la circunferencia de radio unidad y tienen como expresión general la siguiente:

$$s_0 = 1$$

$$s_K = e^{j\frac{2K\pi}{n+1}} = w^K \tag{9}$$

donde

$$w = e^{j\,2\pi/n+1} \tag{10}$$

El sistema de ecuaciones que permite la determinación de los coeficientes de los polinomios es de la forma:

$$\underset{\sim}{X}\,\underline{a} = \underline{y} \tag{11}$$

siendo

$$\underset{\sim}{X} = [x_{iK}] = [x_i^K] \tag{12}$$

y $\underline{a}$ el vector de los (n+1) coeficientes e $\underline{y}$ el de los valores del polinomio.

Los puntos de interpolación se eligen según el criterio expuesto anteriormente ya que de esta manera el sistema (11) tiene una solución compacta.

En efecto, la matriz tiene la expresión general

$$\underset{\sim}{X} = [w^{iK}] \tag{13}$$

por lo que su inversa es

$$\underset{\sim}{X}^{-1} = \frac{1}{n+1}\,\underset{\sim}{X}^{*} = \frac{1}{n+1}\,[w^{-iK}] \tag{14}$$

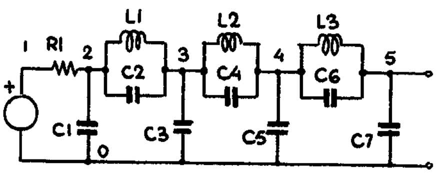
y, por tanto

$$a_i = \frac{1}{n+1}\sum_{K=0}^{n} y_K\, w^{-iK} \tag{15}$$

expresión directamente relacionada con la Transformada Discreta de Fourier (DFT) pudiéndose calcular con algoritmos de gran eficacia.

RESULTADOS

En la Fig. 2 se representa el circuito correspondiente a un filtro paso bajo elíptico de orden 7, la descripción topológica del circuito, la función de red obtenida y las curvas de amplificación con una ampliación en la banda de paso.



E1	1	0	1.
R1	1	2	1.
C1	2	0	0.3106
C2	2	3	0.1065
C3	3	0	1.0724
C4	3	4	0.3771
C5	4	0	1.2776
C6	4	5	0.2047
C7	5	0	1.2404
L1	2	3	0.8975
L2	3	4	1.0539
L3	4	5	1.3584

$$\frac{+0.005135\cdot S6 + 0.085109\cdot S4 + 0.374841\cdot S2 + 0.486128\cdot S0}{+1.000000\cdot S7 + 2.442434\cdot S6 + 4.849289\cdot S5 + 6.101252\cdot S4 + 5.912261\cdot S3 + 4.050489\cdot S2 + 1.896387\cdot S1 + 0.486128\cdot S0}$$

Figura 2a. Filtro elíptico de orden 7. Circuito, topología y función de red.

En la Fig. 3 se representa el circuito de un control activo de tonos para amplificadores de audio. Las curvas de ganacia corresponden a las posiciones intermedias y extremas de los controles de graves y agudos.

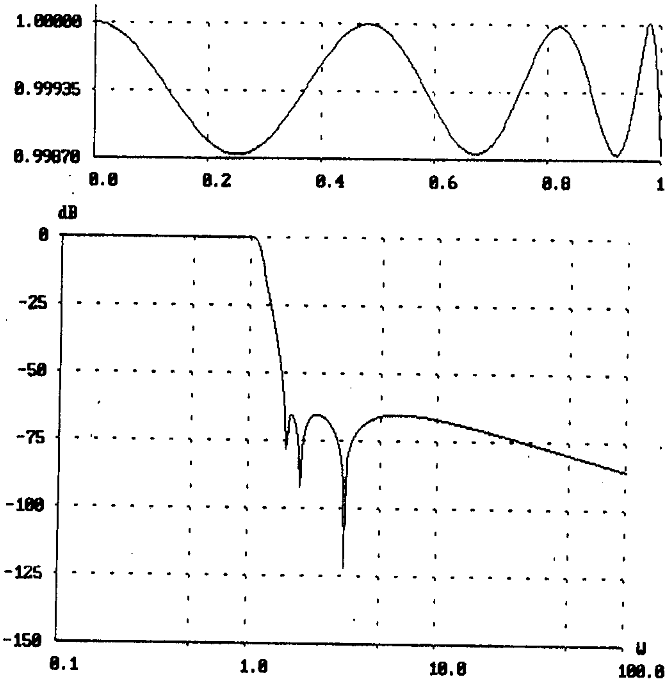


Figura 2b. Filtro elíptico de orden 7. Curvas de respuesta en frecuencia.

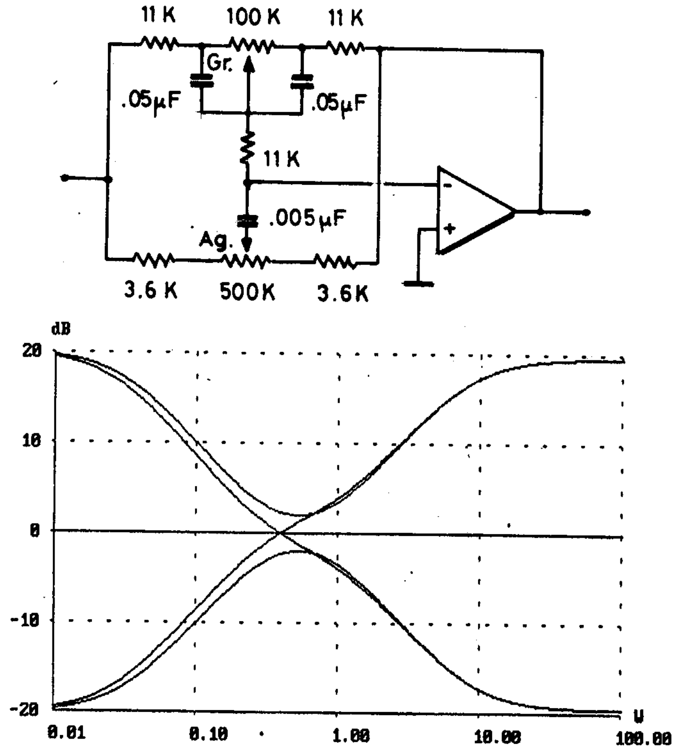


Figura 3. Control activo de tonos

BIBLIOGRAFIA

[1] C.W. Ho, A.E. Ruehli and P.A. Brennan "The Modified Nodal Approach to Network Analysis" IEEE Transactions on Circuits and Systems, June, 1.975

[2] K. Lee and S-B. Park "Reduced Modified Nodal Approach to Circuit Analysis" IEEE Transactions on Circuit and Systems, October, 1.985

[3] J. Vlach and K. Singhal "Computer Methods for Circuit Analysis" Van Nostrand Reinold, New York, 1.983

[4] A. Puerta and J.M. Miró "A Direct Formulation of the Nodal Charge Equations of Switched Capacitor" ECCTD'85, Prague