

## REALIZAÇÃO DE FILTROS PARA MODEM FSK 300 BAUD

Rui S. Martins<sup>1</sup>, Moisés S. Piedade<sup>1</sup>, Manuel M. Silva<sup>2</sup>

Centro de Electrónica Aplicada (INIC) e Dep. Eng. Elect.  
 Instituto Superior Técnico  
 Av. Rovisco Pais, 1000 Lisboa

## RESUMO

Nesta comunicação descreve-se a realização de 2 filtros de canal para um modem FSK-300 Baud bem como o sistema de selecção de canal e a interface ao sistema de modulação e desmodulação de FSK.

Os filtros têm uma característica passa-banda, de Chebyshev, de 6ª ordem, com uma largura de banda de 300 Hz a 0.5 dB e as frequências centrais são 1080 Hz (canal 1) e 1750 Hz (canal 2). Foram construídos a partir da simulação directa dum protótipo passivo LC em escada duplamente terminado, de modo a possuírem baixa sensibilidade e a evitar qualquer ajuste na sua fabricação.

A unidade de comutação e filtragem foi inserida no novo modem que será produzido pela empresa Centrel (C.A.E.P. - I. & D.).

## 1. INTRODUÇÃO

Com a evolução rápida dos sistemas digitais, a busca duma solução eficaz para a transmissão de dados através dum canal analógico tornou-se uma tarefa prioritária. Um dos métodos mais utilizados para a transmissão de dados digitais através da linha telefónica utiliza a modulação FSK.

Um sistema completo de transmissão de dados por modulação FSK utiliza 2 modems, nodendo a comunicação ser feita simultaneamente em dois sentidos ("full duplex"). Cada modem converte os dados de entrada em duas frequências, 980 Hz ("1") ou 1180 Hz ("0") no canal 1, ou 1650 Hz ("1") ou 1850 Hz ("0") no canal 2 [1]. Cada modem recebe e transmite, simultaneamente, sinais para a linha telefónica.

Na situação ideal o isolamento entre o emissor e o receptor deveria ser total, no entanto, as adaptações de impedância da linha e perdas no circuito híbrido levam a que, no caso mais desfavorável de recepção, o sinal recebido tenha um nível de -48 dBm e a emissão de -13 dBm, pelo que existe uma diferença de 35 dB entre o nível dos dois sinais na entrada dos filtros de canal [1]. Os filtros passa-banda de canal necessitam de uma atenuação de pelo menos 38 dB entre canais de modo a que a desmodulação do sinal FSK se faça, com reduzida taxa de erros, numa malha de captura de fase PLL.

A empresa Centrel encomendou ao CEAUTL o projecto dos filtros de canal bem como de circuitos associados na emissão e recepção de sinais FSK num modem de 300 Baud. Os filtros foram projectados de modo a poder reduzir os custos de produção dos novos modems da Centrel.

Os filtros anteriormente utilizados eram de 10ª ordem com características de Butterworth, realizados com secções biquadráticas, utilizavam um elevado número de componentes e necessitavam de ajustes morosos durante a fabricação. A utilização dum desmodulador mais preciso e eficiente (PLL) permite

simplificar os filtros de canal. Para evitar o recurso ao ajuste são necessários filtros de canal com sensibilidades muito baixas em relação aos componentes. Utilizou-se por isso a simulação directa de filtros passivos LC em escada duplamente terminados. Os filtros de ambos os canais devem ter características semelhantes, centrados em diferentes frequências: 1080 Hz (canal 1) e 1750 Hz (canal 2) [1]. Optou-se por uma largura de banda de 300 Hz a 0.5 dB, características de Chebyshev, 6ª ordem, com 0.5dB de ondulação na banda de passagem e com uma atenuação de cerca de 38 dB entre canais, figura 1. As especificações esboçadas tiveram em conta, além das normas dos CCITT [1], o facto de se necessitar de fase aproximadamente linear na banda de passagem, para facilitar a recepção do sinal pelo desmodulador.

Nesta comunicação apresenta-se o projecto dos filtros activos de canal a partir do filtro de referência passivo, e consideram-se 2 hipóteses de realização usando supercondensadores - FDR ("Frequency Dependent Negative Resistor"). Faz-se o dimensionamento dos circuitos e apresentam-se os resultados obtidos, quer com a simulação em computador, quer experimentalmente. É ainda apresentado o dimensionamento do sistema de selecção de canal referido nas normas dos CCITT [1]. Como conclusão faz-se uma comparação entre os filtros anteriormente utilizados e os agora projectados, bem como a crítica dos resultados obtidos.

## 2. FILTROS DE CANAL RC-ACTIVOS

## 2.1 Filtros de referência passivos

O projecto dos filtros de canal RC-Activos faz-se a partir da simulação directa de um filtro de referência passivo LC em escada duplamente terminado.

Segundo Orchard [2,3] se os filtros passivos LC duplamente terminados forem dimensionados de modo a haver máxima transferência de energia do gerador para a carga em certas frequências na banda de passagem, eles exibem sensibilidade nula, da atenuação em relação aos componentes, para essas frequências, e a sensibilidade é relativamente reduzida na banda de passagem do filtro. Assim, um filtro activo, baseado na simulação dum filtro passivo terá, igualmente, sensibilidades muito baixas. Por se tratar de filtros passa-banda, o filtro de referência passivo pode ser obtido a partir dum filtro passa-baixo de referência por transformação passa-baixo → passa-banda

$$S = \frac{1}{\gamma} \left( \frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right) \quad (1)$$

$$\text{em que } \gamma = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \text{ e } \omega_0^2 = \omega_1 \omega_2$$

sendo  $\omega_0$  a frequência central e  $\omega_1, \omega_2$ , as frequências inferior e superior a -3dB. Os polos do filtro passa-banda obtidos a partir do filtro passa-baixo, são dados por

$$s_i = \omega_0 \left[ \frac{Y}{2} - S_{i+1} \sqrt{1 - \left( \frac{Y S_{i+1}}{2} \right)^2} \right] \quad (2)$$

No entanto, no projecto em causa, os filtros passa-banda foram obtidos através da mesma transformação, mas com uma aproximação de banda estreita, na qual a frequência central  $\omega_0$  é agora aproximada pela média aritmética de  $\omega_1$  e  $\omega_2$

$$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$$

sendo os pólos do filtro passa-banda dados por

$$s_i = \omega_0 - \frac{Y}{2} - S_{i+1} j \omega_0 \quad (3)$$

como se ilustra na figura 2. Esta aproximação foi utilizada de modo a simplificar a estrutura dos filtros activos, sem no entanto introduzir uma distorção significativa nas características de atenuação e de fase dos mesmos [4]. Para a obtenção dos filtros passa-banda de 6ª ordem pretendidos (Chebyshev - 0.5dB ondulação) utilizou-se o filtro passa-baixo de referência (obtido a partir de tabelas [5]) representado na figura 3.

O filtro passa-banda de referência foi escolhido para facilidade de projecto do filtro activo, de modo a ter acoplamento indutivo entre circuitos ressonantes paralelo (método dos ressoadores acoplados [6]) estando a sua estrutura representada na figura 4. A frequência de ressonância  $f_0$  de cada um dos circuitos ressonantes paralelo que se obtêm quando se ligam à terra os nós (i-1) e (i+1) será igual para todos eles e de valor

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot L_i \cdot C_i} \quad (4)$$

em que a indutância  $L_i$  e a capacidade  $C_i$  são relativas à ligação entre cada nó  $i$  do circuito e a massa. Assim, ao utilizar valores normalizados para os condensadores  $C_i$  (5nF) é possível determinar a indutância  $L_i$  para cada um dos filtros de canal. No circuito referido temos 3 circuitos ressonantes em  $f_0$  com indutâncias totais  $L_1=L_2=L_3$  sendo

$$\begin{aligned} L_1 &= L_{11} // L_{12} \\ L_2 &= L_{12} // L_{22} // L_{23} \\ L_3 &= L_{23} // L_{33} \end{aligned} \quad (5)$$

A indutância de acoplamento  $L_{ij}$  será dada por

$$L_{ij} = \frac{\sqrt{L_i \cdot L_j}}{K_{ij}}, \quad j=i+1 \quad (6)$$

em que  $K_{ij}$  é o factor de acoplamento obtido de

$$K_{ij} = \gamma_{k_{ij}} \quad (7)$$

$$\text{com } k_{ij} = \frac{1}{\sqrt{x_i \cdot x_j}} \quad (8)$$

isto para  $\omega_{3dB} = 1$ , onde  $x_i$  e  $x_j$  são valores dos componentes do filtro passa-baixo de referência. Quanto ao cálculo das resistências terminais  $R_S$  e  $R_L$ , estas obtêm-se a partir dos factores de qualidade  $Q_i$  em cada nó

$$Q_i = \omega_0 \cdot C_i \cdot R_S \quad (9)$$

Para ambos os canais, os valores dos componentes dos filtros passa-banda de referência, com aproximação de banda estreita, encontram-se igualmente na figura 4. O circuito obtido com esta aproximação tem

a vantagem de ter todos os condensadores à massa e, por isso, após a transformação de Bruton [2,3], como se verá a seguir, os supercondensadores também terão todos um terminal à massa. Este facto não sucede no circuito obtido a partir da transformação passa baixo + passa banda habitual, que, possuindo um condensador flutuante [4], implica que apareça um supercondensador flutuante que é de realização difícil.

## 2.2 Circuitos para a realização de supercondensadores

Uma vez escolhido o filtro de referência passivo dos filtros passa-banda, utiliza-se a transformação de Bruton para a obtenção do circuito a simular. Assim, se se multiplicarem todas as impedâncias do circuito por um factor (1/s), a função de transferência de tensão  $V_o/V_i(s)$  mantém-se inalterável, já que é função de razões de impedâncias. Do escalamento das impedâncias pelo factor indicado resulta que:

- i) As resistências dão origem a condensadores.
- ii) As bobinas dão origem a resistências.
- iii) Os condensadores dão origem a elementos de admitância  $y=s^2C$ , que são designados por supercondensadores ou FDR - ("Frequency Dependent Negative Resistor").

O circuito transformado encontra-se na figura 5 e possui 3 supercondensadores com um dos terminais à massa, os quais são fáceis de implementar pelo circuito da figura 6, proposto por Antoniou [2] e que é usualmente designado GIC - ("Generalized Impedance Converter"). A admitância de entrada deste circuito é dada por

$$y_i = \frac{y_1 \cdot y_3}{y_2 \cdot y_4} \cdot y_5 \quad (10)$$

A partir do GIC de Antoniou, se duas das admitâncias  $y_1$ ,  $y_3$  e  $y_5$  forem substituídas por condensadores, podem obter-se 3 supercondensadores diferentes. Na prática, utiliza-se o circuito da figura 7 por ser aquele que tem melhor factor de qualidade, independentemente das características dos amplificadores operacionais.

## 2.3 Dimensionamento dos filtros RC-activos

A partir do filtro passivo de referência que se encontra na figura 4, pode-se obter o circuito activo da figura 8, dimensionado para cada um dos canais como se indica a seguir:

- i)  $C_S = C_L + \frac{1}{R_S} = \frac{1}{R_L} = 1.7713 \times 10^{-5} \text{F}$ , canal 1 e canal 2
- ii)  $R_{11} = R_{33} + L_{11} = L_{33} = (1.8326\Omega, \text{canal 1})$  e  $(0.6335\Omega, \text{canal 2})$   
 $R_{22} + L_{22} = (2.4958\Omega, \text{canal 1})$  e  $(0.7443\Omega, \text{canal 2})$   
 $R_{12} = R_{23} + L_{12} = L_{23} = (6.8957\Omega, \text{canal 1})$  e  $(4.2555\Omega, \text{canal 2})$
- iii)  $D_{11} = D_{22} = D_{33} + C_1 = C_2 = C_3 = 15 \times 10^{-9}$ , canal 1 e canal 2  
 uma vez que no supercondensador  
 $D = C_1 C_5 \cdot \frac{G_3}{G_2 \cdot G_4}$ , com  $G_2 = G_3$

virá

$$D = \frac{C_1 C_5}{G_4} \Rightarrow G_4 = \frac{C_1 C_5}{D} \Rightarrow R_4 = \frac{D}{C_1 C_5}$$

se

$$C_1 = C_5 = C \quad \text{então} \quad R_4 = \frac{D}{C^2}$$

Uma vez que no projecto se pretende que todos os condensadores tenham um valor normalizado de 15 nF virão todas as admitâncias multiplicadas por um factor  $\alpha = 1.180867 \times 10^3$  resultando:

i)  $C_s = C_L = 15 \text{ nF}$

ii)  $R_{11} = R_{33} = (2.1641 \text{ k}\Omega, \text{ canal 1})$  e  $(748.08 \Omega, \text{ canal 2})$

$R_{22} = (2.9472 \text{ k}\Omega, \text{ canal 1})$  e  $(878.92 \Omega, \text{ canal 2})$

$R_{12} = R_{23} = (8.1429 \text{ k}\Omega, \text{ canal 1})$  e  $(5.0252 \text{ k}\Omega, \text{ canal 2})$

iii)  $D = 12.703 \times 10^{-12} \Rightarrow R_4 = 56.456 \text{ k}\Omega$ , com

$$C_1 = C_5 = C = 15 \text{ nF} \quad C_1 = C_5 = C = 15 \text{ nF}$$

Convém utilizar impedâncias não muito elevadas no circuito dos supercondensadores de modo a evitar possíveis oscilações, como foi verificado experimentalmente. Por isso se escolhe  $R_2 = R_3 = 1.82 \text{ k}\Omega$  sendo estas resistências iguais em todos os supercondensadores.

A ausência de ajuste dos filtros de canal implica além da baixa sensibilidade do circuito uma escolha de valores criteriosa, que se apresenta em apêndice e com base na qual foram dimensionados os filtros da figura 8. As resistências utilizadas são de filme metálico com tolerância de  $\pm 1\%$  (série E-96) e os condensadores são de poliestireno, com tolerância  $\pm 1\%$ . Os amplificadores operacionais são LF 353 com um produto ganho-largura de banda  $B = 4 \text{ MHz}$ .

Dado que o filtro de referência passivo é duplamente terminado pode-se associar os supercondensadores terminais a um condensador. O conjunto pode ser simulado por circuitos mais simples, com um amplificador 7,8,9'. Pode assim obter-se uma redução significativa do número de componentes, bem como do consumo, e manter as propriedades de elevada qualidade e baixa sensibilidade do circuito, semelhantes às exibidas pelo filtro com 3 supercondensadores e 2 amplificadores operacionais (ver apêndice).

O circuito da figura 9 simula a admitância

$$y_i = s(C_1 + C_2) + s^2 R_1 C_1 C_2 \quad (11)$$

que corresponde a um supercondensador  $D = R_1 C_1 C_2$  em paralelo com um condensador  $C = C_1 + C_2$ .

Para obter um circuito com supercondensadores em paralelo com um condensador é necessário transformar o circuito da figura 5 pela utilização de um divisor capacitivo de tensão na entrada do filtro (figura 10). Introduce-se assim uma atenuação suplementar de 4dB em relação à do filtro de referência (que era de 6dB). Pode agora utilizar-se o circuito da figura 9 para realizar a simulação do supercondensador e do condensador existentes junto das ter-

minações.

É agora necessário determinar a resistência dos 2 supercondensadores terminais, pelo que se terá:

i) Supercondensador de entrada:

$$D = 12.703 \times 10^{-12} \Rightarrow R_1 = \frac{D}{C_1 C_2} \quad \text{e como}$$

$$C_1 = C_2 = 2.5 \text{ nF} \quad \text{vem} \quad R_1 = 2.0325 \text{ M}\Omega$$

ii) Supercondensador de saída:

$$\text{Como} \quad C_1 = C_2 = 7.5 \text{ nF} \quad \text{vem} \quad R_1 = 225.83 \text{ k}\Omega$$

O circuito final está representado na figura 11.

As duas montagens com supercondensador foram ensaiadas no modem e a sua comparação em termos de sensibilidade bem como outros aspectos ligados aos desvios nos parâmetros de circuito com o valor dos componentes são analisados no apêndice. Utilizou-se o circuito da figura 11 no modem pela sua simplicidade, pelo reduzido número de componentes e pela baixa sensibilidade.

## 2.4 Simulação em computador e ensaios experimentais

Foram feitas simulações em computador das diversas estruturas apresentadas, utilizando o programa Spice. Foram simuladas as estruturas passivas, bem como os dois circuitos activos das figuras 8 e 11, obtendo-se respostas muito próximas das previstas. Sobre estas curvas teóricas marcaram-se os pontos experimentais (figura 12), tendo-se verificado um desvio praticamente nulo entre as duas o que mostra a sua baixa sensibilidade.

## 3. COMUTAÇÃO DE CANAIS E INTERFACE COM O MODULADOR E O DESMODULADOR DE FSK

Os filtros de canal 1 e canal 2 fazem parte da unidade de comutação de canal do modem FSK, que inclui ainda circuitos comutadores analógicos que permitem escolher o canal de emissão e de recepção, os amplificadores para o aumento de nível dos sinais recebidos e ainda um circuito de interface com o modulador e o desmodulador FSK. Esta interface dispõe de circuitos amplificadores bem como uma interface para um detector DCD - ("Data Carrier Detector").

O esquema final da unidade de comutação encontra-se na figura 13.

### Emissão

O modulador sinusoidal apresenta à sua saída um sinal FSK com amplitude de 6V. Este sinal excede o nível máximo de amplitude na entrada dos filtros de canal (verificou-se, na prática, que este nível é de 700mV, amplitude de pico) pelo que o circuito com o amplificador à entrada do filtro, além de permitir a atenuação pretendida, faz uma adaptação de impedâncias à entrada dos filtros. Tem duas possibilidades de atenuação de modo a, em conjunto com o amplificador à saída dos filtros, ser possível obter vários níveis de emissão, intervalados de 1dB, a partir de 0dBm.

O sinal de emissão à saída dos filtros de canal, antes do amplificador que precede o circuito híbrido, passa por um filtro RC passa-baixo que permite a eliminação de componentes de alta frequência, que permanecem no sinal. Este filtro RC é composto por resistências diferentes para cada canal (47.5k $\Omega$ , canal 1 e 43k $\Omega$ , canal 2) e por um condensador de 150pF (figura 13). Isto é devido à ligeira diferença de atenuação entre os dois canais provocada pelas características não ideais dos amplificadores operacionais, que implica uma maior atenuação no filtro de canal 2, como se vê na figura 14. A diferença de atenuação tem de ser compensada de modo a cumprir as

normas dos CCITT, utilizando, por exemplo, o divisor resistivo de tensão (à entrada do amplificador) com a resistência de 1M $\Omega$ .

O modem possui, como opção, um circuito supressor de eco [1] que está em série com Rx, figura 13, e se não for utilizado, então Rx está à massa do ponto de vista incremental.

#### Recepção

A entrada do primeiro amplificador do circuito de recepção existirão dois sinais, um proveniente da linha (sinal de recepção) e outro do modulador local do próprio modem (sinal de emissão). Ambos esses sinais passaram anteriormente pelo circuito híbrido e, devido a desadaptações na ligação à linha, esta origina níveis de sinais que podem atingir, na situação mais desfavorável de recepção, respectivamente -13dBm e -48dBm para emissão e recepção. Utiliza-se o primeiro amplificador do circuito de recepção numa montagem inversora com 30dB de ganho. Após a passagem por qualquer dos filtros, o sinal à entrada do amplificador terá um nível de recepção de -23dBm e o sinal proveniente da emissão no outro canal já se encontra mais atenuado, devido à passagem pelo filtro, com um nível próximo dos -33dBm. O nível do sinal de recepção é neste ponto de 44mV de amplitude de pico. Para dimensionar a montagem amplificadora é necessário ter em conta o nível do sinal de recepção para actuação do detector de portadora. Segundo as normas dos CCITT [1], o sinal recebido deve permitir a activação e a desactivação dum "Schmitt-Trigger" com níveis de tensão de -43dBm e -48dBm respectivamente ou, para condições de transmissão mais favoráveis, a -33dBm e -38dBm. A montagem não inversora utilizada encontra-se dimensionada para as 2 situações, sendo utilizada no modem em estudo o ganho para a situação mais desfavorável. A partir deste amplificador, o sinal de recepção irá ser desmodulado num PLL e, depois de rectificado, irá actuar um comparador de nível com histerese.

#### 4. IMPLANTAÇÃO DO CIRCUITO

A implantação do circuito obedeceu a critérios básicos de desenho de circuitos analógicos com sinais muito traços de modo a evitar ruído e oscilações parasitas, pretendendo-se simultaneamente uma redução significativa do espaço ocupado no modem. O modem actual, realizado pela Centrel - (C.A.E.P. - I. & D.), possui uma placa única de circuito impresso em dupla face, o que só foi possível devido ao desenho da unidade de filtragem e de comutação de canais com dimensões mínimas [4].

#### 5. CONCLUSÕES

A unidade de comutação de canais e de filtragem dum modem FSK - 300 Baud - "Full Duplex" é um dos circuitos essenciais ao comportamento deste tipo de modem, fundamentalmente pela elevada qualidade exigida aos filtros de canal.

O protocolo Centrel - CEATL (linha 3) teve como objectivo primordial a obtenção de filtros de canal passa-banda de elevada qualidade, com o menor nº de componentes possível e sem qualquer ajuste. Esse objectivo foi plenamente conseguido, pois, além da redução do número de componentes e da ausência de ajuste, ainda se reduziu a complexidade da estrutura dos filtros. Tudo isto permitiu uma grande economia de espaço, sem a qual a realização do modem numa única placa teria sido impossível. Em termos económicos cremos que a nossa colaboração contribuiu para que fosse possível uma redução de custos de produção de cerca de 25%, em cada modem. Os modems já realizados pela Centrel que foram testados em conjunto com o CEATL satisfaziam as normas dos

CCITT [1]. Aguardamos a realização de mais 24 modems pela Centrel de modo a podermos fazer um estudo estatístico dos desvios das características dos filtros.

Consideramos que, para além do interesse prático que acabamos de referir, este trabalho levou a algumas conclusões com muito interesse do ponto de vista científico. Refere-se, por um lado, a utilização, na realização dos filtros passa-banda, da aproximação de banda estreita em filtros para modem. Esta aproximação permite obter circuitos passivos com todos os condensadores à massa os quais dão origem a filtros activos com todos os supercondensadores à massa, o que é muito vantajoso. Por outro lado, os supercondensadores terminais foram realizados em conjunto com os condensadores que lhes estão associados, por meio de circuitos com apenas um amplificador, o que permitiu que o circuito total tivesse apenas 4 amplificadores, não sendo prejudicada a qualidade dos filtros, como se mostra em apêndice.

#### APÊNDICE

Estudo da sensibilidade de 2 filtros com supercondensadores e comparação com uma estrutura de simulação com malhas imbricadas ("Leapfrog").

No estudo dos filtros activos é muito importante analisar a tolerância da função de transferência  $T(s)$ , resultante das variações dos valores dos componentes,  $x_i$ . Convém introduzir uma medida de sensibilidade global que traduza uma variação possível de  $T(s, x_i)$ , em vez de analisar as várias sensibilidades parcelares. Para este efeito pode-se definir um índice de sensibilidade global que permite uma análise da sensibilidade na banda de passagem a que chamaremos Índice de Ondulação

$$I_0 = \sum_{i=1}^N \left| \frac{\partial |T(j\omega)|}{\partial x_i} \right| - \left| \frac{\partial |T(j\omega_0)|}{\partial x_i} \right| \quad (12)$$

Na figura 15 encontram-se representados os índices de ondulação para o filtro de referência passivo, para os filtros activos com 6 amplificadores (figura 8) e com 4 amplificadores (figura 11), assim como um circuito realizado com secções biquadráticas passa-banda interligadas de acordo com o método das malhas imbricadas ("leapfrog") [2,3]. Com base na figura 15 podem-se comparar os efeitos das tolerâncias dos componentes dos diversos circuitos. Os 2 filtros activos com 6 e 4 amplificadores apresentam valores dos índices de ondulação muito próximos do filtro passivo de referência. Apesar do circuito com 6 amplificadores apresentar valores mais baixos do índice de ondulação, a montagem com 4 amplificadores apresenta também um índice baixo e, embora não se anule para uma das frequências da banda, apresenta um mínimo nesse valor, mantendo um andamento semelhante nas outras frequências. Justifica-se assim a sua utilização devido à grande economia de componentes que permite.

O circuito "leapfrog" tem o índice de ondulação muito elevado, sem qualquer semelhança com os resultados obtidos para as anteriores estruturas, não existindo anulação do índice na banda de passagem.

No que diz respeito à escolha dos valores dos componentes dos filtros de canal, uma vez que se pretendem filtros de elevada qualidade, sem qualquer ajuste na sua fabricação, é necessário ter em conta o intervalo de valores em que é possível escolher os componentes de modo a minimizar possíveis desvios no comportamento dos circuitos. Assim, um dos parâmetros mais importantes neste tipo de filtros e que permite uma avaliação concreta de qualquer tipo de desvio, está relacionado com o método com que foram projectados estes filtros (método dos ressoadores aconclados) e a frequência central de cada filtro fo.

Uma vez que, como já se viu, qualquer dos 3 circuitos com supercondensadores tem uma frequência de ressonância igual a  $f_0$  quando se cortocircuitam os nós terminais 15, a medida dos desvios desta frequência é muito importante no comportamento do circuito. Assim, como se sabe

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_i \cdot C_i} \equiv \frac{1}{R_i \cdot D_i} \quad (13)$$

pelo que

$$\frac{\Delta \omega_0^2}{\omega_0^2} = \frac{1}{R_i} \cdot \frac{\Delta D_i}{D_i} \quad (14)$$

Fazendo  $R_i=R$  e  $D_i=D$  e desenvolvendo a expressão das sensibilidades obtêm-se

$$\frac{\Delta \omega_0^2}{\omega_0^2} = -D \cdot \Delta R - R \cdot \Delta D \quad (15)$$

Como se vê, sendo R função de 2 ou 3 resistências, por analogia com (5), isso pode implicar que uma tolerância de 1% no valor das resistências conduza a uma variação de 4% no valor de frequência  $f_0$ . Quanto ao valor de D, uma vez que a sua variação depende apenas de uma resistência do supercondensador, visto os condensadores e as outras resistências serem "standard", então este terá no máximo um desvio de 1%.

Assim os valores das resistências  $R_{11}$ ,  $R_{22}$ ,  $R_{33}$ ,  $R_{12}$  e  $R_{23}$  que impõem a frequência de ressonância  $f_0$  de cada circuito ressonante devem ser escolhidos de modo a minimizar desvios do valor de  $f_0$ , pelo que se escolheram os valores standard da série E-96, das figuras 8 e 11.

REFERÊNCIAS

- [1] RECOMMENDATION V.21 - CCITT, "200-Baud Standardized for Use In The General Switched Telephone Network", vol. VIII.1, pp. 69-73, 1976.
- [2] L.T.BRUTON, *RC-Active Circuits Theory and Design*, Prentice-Hall, 1980.
- [3] A.S.SEDRA, P.O.BRACKETT, *Filter Theory and Design: Active and Passive*, Matrix Publishers, 1978.
- [4] R.P.MARTINS, Unidade de Comutação e Filtragem para Modem FSK - "Duplex", Relatório Interno CEAUTL, 1982.
- [5] A.I.ZVEREV, *Handbook of Filter Synthesis*, John Wiley & Sons, 1967.
- [6] H.J.BLINCHIKOFF, A.I.ZVEREV, *Filtering in the Time & Frequency Domains*, John Wiley & Sons, 1976.
- [7] J.M.ROLLETT, "Economical RC Active Lossy Ladder Filters", *Electronics Letters*, vol. 9, pp. 70-72, February 1973.
- [8] W.HEINLEIN, H.HOLMES, *Active Filters for Integrated Circuits*, R.Oldenbourg Verlag GmbH, 1974.
- [9] U. DE JULIO, A.GIRETTI, G.MARTINELLI, "The Reactive Active Filters", *IEEE Transactions On Circuit Theory*, vol. CT-20, pp. 113-119, March 1973.

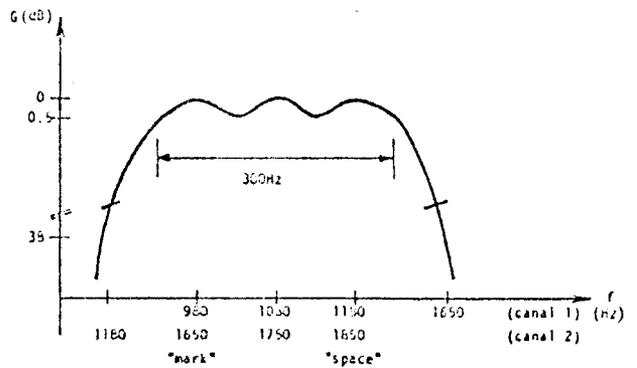


Figura 1: Característica dos filtros de Canal

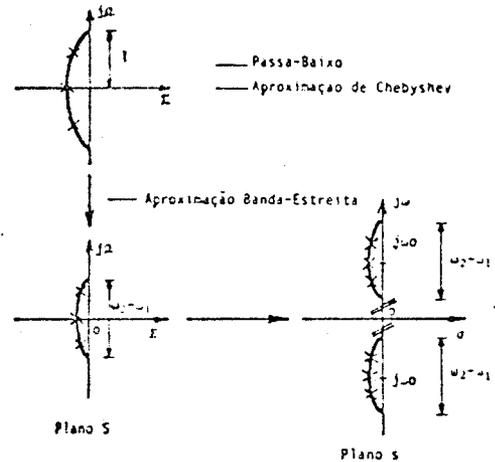


Figura 2: Pólos dos filtros Passa-Banda Aproximação de Banda Estreita

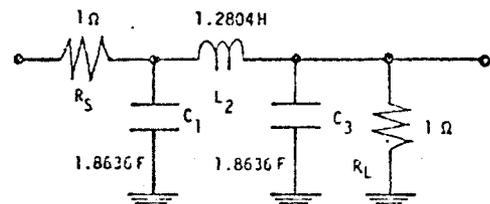
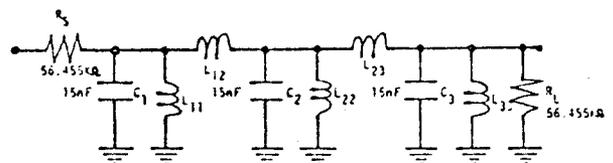


Figura 3: Filtro Passa-Baixo 3ª Ordem-Normalizado (Aproximação Chebyshev - 0.5dB)



	C.1-1050Hz	C.2-1750Hz
$L_{11} \cdot L_{33}$	1.7324H	3.0335H
$L_{22}$	7.4257m	3.7443H
$L_{12} \cdot L_{21}$	0.4332H	4.2555H

Figura 4: Filtros Passa-Banda Referência-Chebyshev - 6ª ordem (Aproximação de Banda Estreita -  $\pm f_{0,5dB} \pm 300Hz \pm \pm f_{-3dB} \pm 350.25Hz$  [5]).

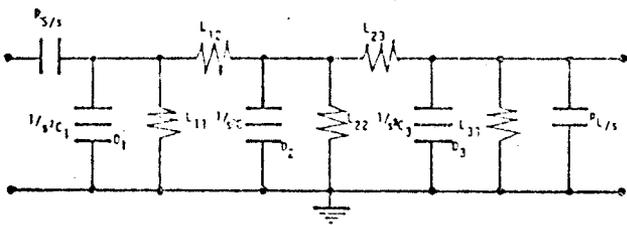


Fig. 5 - Filtro Passa-Banda (aproximação banda estreita) após transformação de Bruton).

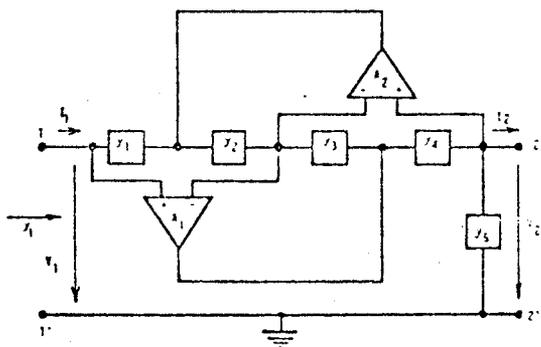


Figura 6: Bico de Antonov

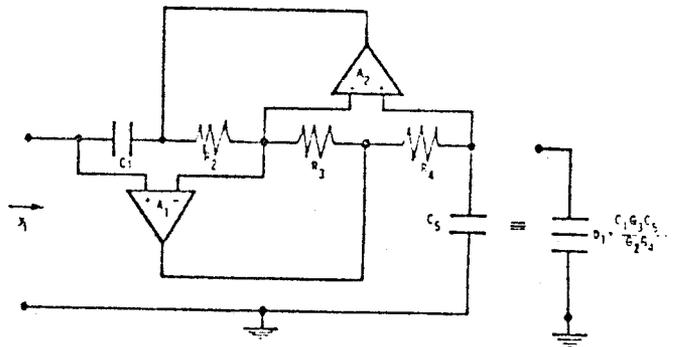
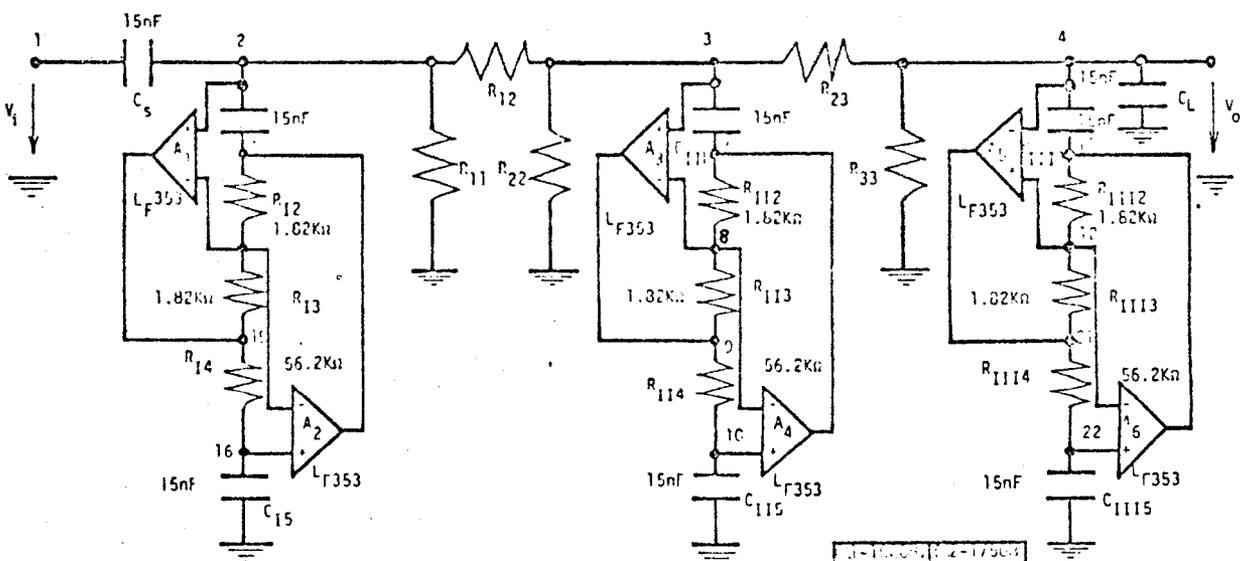


Figura 7: Esquema dum supercondensador (FDNR)



	1-1/3000	2-1/3000
$R_{11} = R_{33}$	2.15K $\Omega$	750 $\Omega$
$R_{22}$	2.94K $\Omega$	687 $\Omega$
$R_{12} = R_{23}$	1.66K $\Omega$	4.59K $\Omega$

Figura 8: Filtros passa-banda RC-Activos com FDNR

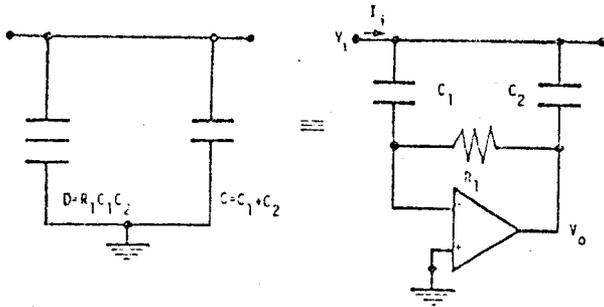


Figura 9: Simulação de um FDNR em paralelo com um condensador

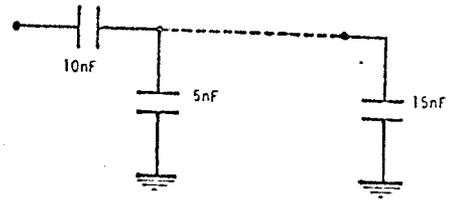


Figura 10: Divisão capacitiva na entrada

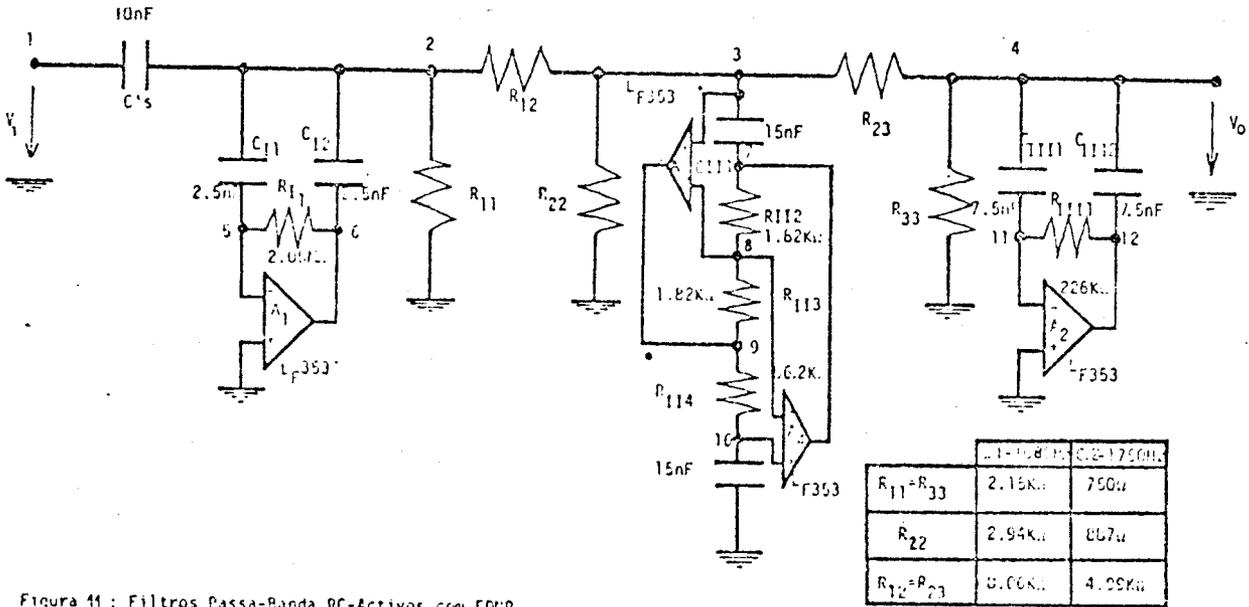


Figura 11: Filtros Passa-Banda RC-Activos com FDNR

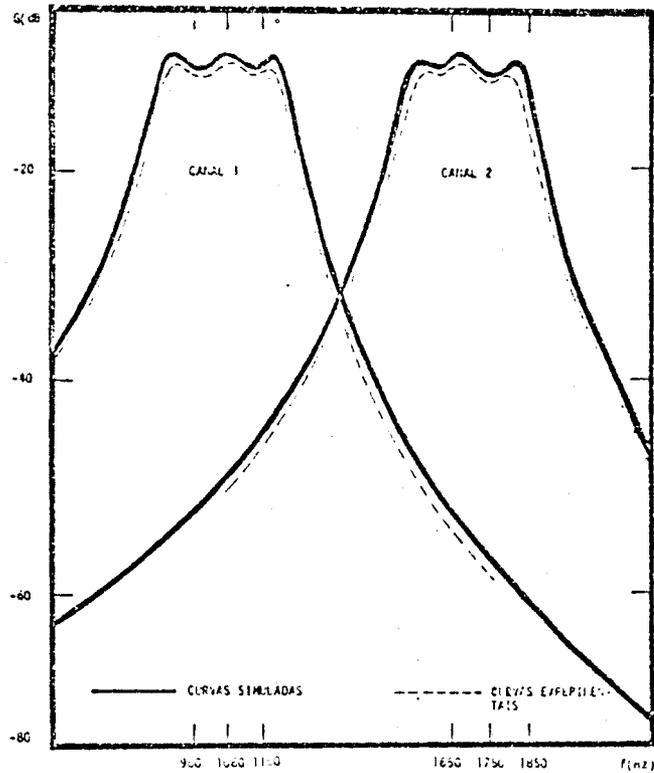


Figura 12: Potência FSX-Filtros de Canal 1 e Canal 2.

