

## ЧУВСТВИТЕЛНОСТ И ДИНАМИЧНА ОПТИМИЗАЦИЯ НА ЧЕСТОТНО СЕЛЕКТИВНИ ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ВЕРИГИ

Галина Чернева, Антонио Андонов  
[cherneva@vtu.bg](mailto:cherneva@vtu.bg), [andonov@vtu.bg](mailto:andonov@vtu.bg)

ВТУ “Т. Каблешков” - София 1574,  
БЪЛГАРИЯ

**Ключови думи:** Чувствителност, оптимизация, филтри, честотно селективни електрически вериги

**Резюме:** В настоящата работа се предлага един подход за функционална симулация и динамична оптимизация на честотно селективни електрически вериги на база на LC нискочестотен филтър-прототип.

### 1. Въведение

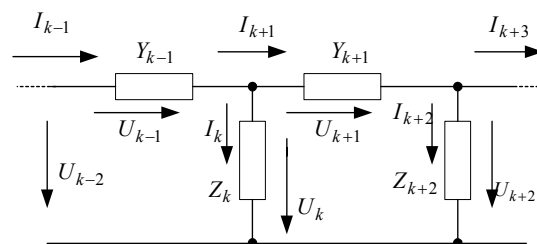
Едновременно с развитието на техниката за синтез на селективни функционални блокове (активни филтри от висок ред), се поставя въпросът за достигане на възможно най-добри свойства по отношение на чувствителността на синтезирания филтър [1]. Изходна база за решаването на този проблем са характеристиките на чувствителността на пасивните LC верижни филтри, които са пределно достижимият оптимум [2]. Това определя интереса към функционалното симулиране на честотно селективните електрически вериги.

В настоящата статия се предлага подход за функционална симулация на честотно селективни електрически вериги, разгледан на база на нискочестотен LC филтър и оптимизация на динамичните отношения в структурата на филтъра.

### 2. Функционална симулация на LC прототип

Основната идея за функционалното симулиране на пасивни LC структури се базира на описанието на структурата чрез сигнален граф и симулирането на този граф чрез подходяща електронна верига. Този принцип е илюстриран на база на веригата, дадена на фиг. 1.

Уравнения (1) отразяват отношенията между напреженията и токовете:



Фиг. 1

$$(1) \begin{cases} I_k = I_{k-1} - I_{k+1} \\ I_{k+2} = I_{k+1} - I_{k+3} \\ U_{k+1} = U_k - U_{k+2} \\ U_{k-1} = U_{k-2} - U_k \end{cases}$$

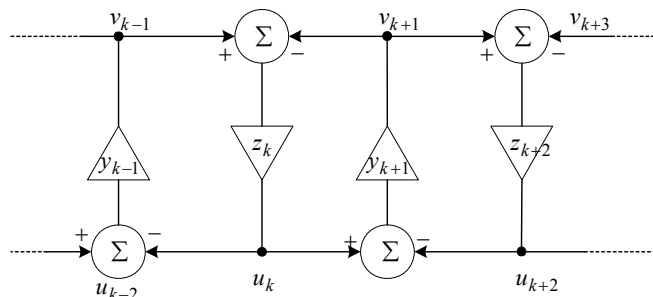
За целите на активната реализация на горните уравнения е необходимо те да се преобразуват така, че да представляват предавателните функции по напрежение. За тази цел се въвежда нормиращо съпротивление  $R$ , с което се умножават токовете и се отделят импедансите в системата (1). По този начин токовете формално се привеждат в напрежения и в уравненията се въвеждат безразмерните импедансно нормирани функции:

$$(2) \quad z_j = \frac{Z_j}{R}, \quad y_j = Y_j R, \quad u_j = U_j, \quad v_j = R I_j.$$

Така уравнения (1) добиват вида:

$$(3) \begin{cases} u_k = z_k (v_{k-1} - v_{k+1}) \\ u_{k+2} = z_{k+2} (v_{k+1} - v_{k+3}) \\ v_{k-1} = y_{k-1} (u_{k-2} - u_k) \\ v_{k+1} = y_{k+1} (u_k - u_{k+2}) \end{cases}$$

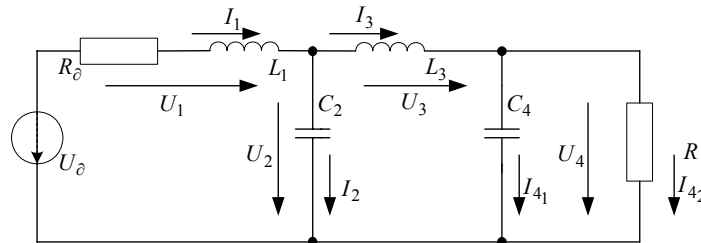
Системата уравнения (3) може да се моделира чрез структурата, дадена на фиг.2.



Фиг.2

Въведеният подход е приложен

към полиномен нискофреотен филтър от четвърти ред, даден на фиг.3.

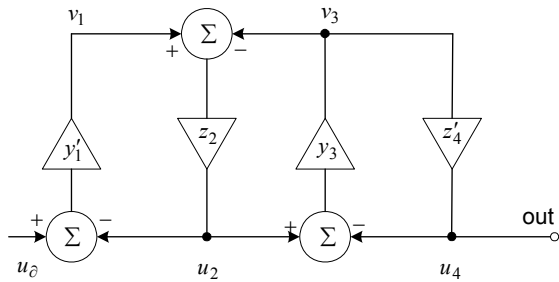


Фиг.3

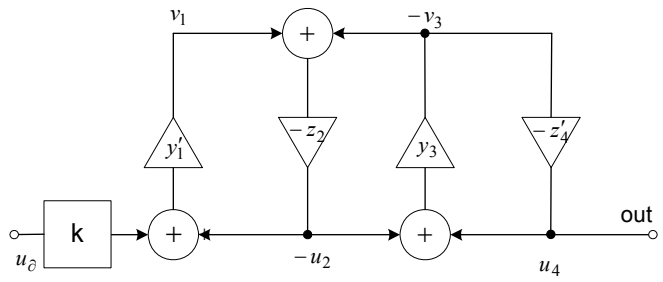
В съответствие с изложеното, за електрическата верига от фиг.3 може да се запише система уравнения (4), на която отговаря схемната структура, показана на фиг.4. Тя е удобно да се преобразува във вида, даден на фиг.5.

$$(4) \begin{cases} v_1 = \frac{R}{R_0 + pL_1} (u_0 - u_2) = \frac{1}{r_0 + pl_1} (u_0 - u_2) = y'_1 (u_0 - u_2) \\ u_1 = \frac{1}{pC_2 R} (v_1 - v_3) = \frac{1}{pc_2} (v_1 - v_3) = z_2 (v_1 - v_3) \\ v_3 = \frac{R}{pL_3} (u_2 - u_4) = \frac{1}{pl_3} (u_2 - u_4) = y_3 (u_2 - u_4) \\ u_4 = \frac{1}{R(pC_4 + 1/R)} v_3 = \frac{1}{pc_4 + 1/r} v_3 = z'_4 v_3 \end{cases}$$

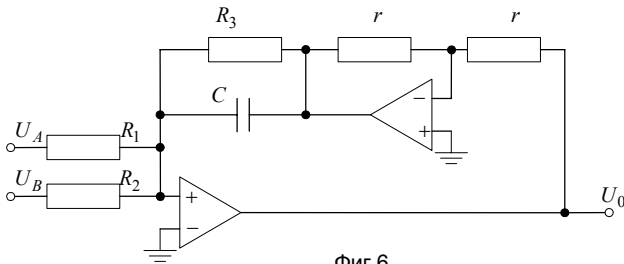
Въз основа на блоковата схема от фиг.5 се получават модификациите, показани на фиг.6 и фиг.7.



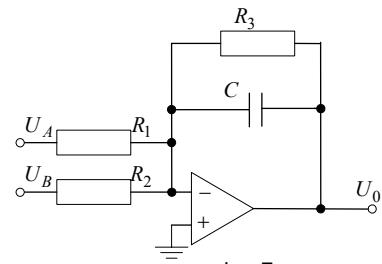
Фиг.4



Фиг.5



Фиг.6

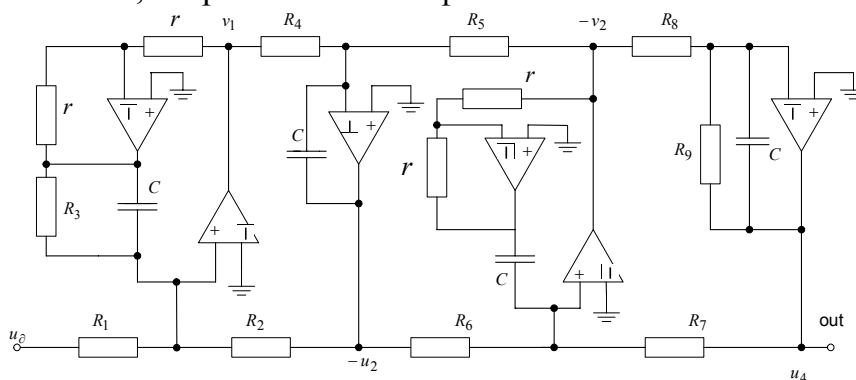


Фиг.7

Изходното напрежение за веригата от фиг.7 се определя въз основа на израза:

$$(5) \quad U_0 = -U_A \frac{1/R_1}{pC + 1/R_3} - U_B \frac{1/R_2}{pC + 1/R_3}.$$

Получените схеми вече могат да бъдат използвани за реализация на отделните клонове на структурата от фиг.5, както е показано на фиг.8. Стойностите на схемните елементи могат да се определят чрез сравняване на уравненията, описващи блоковата структура на фиг.5 и предавателните функции на отделните клонове, свързани съгласно фиг.8.



Фиг.8

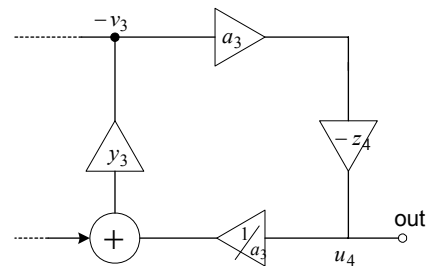
### 3. Оптимизация на динамичните отношения

Съществено предимство на така предложените структури е относително простият начин за оптимизация на динамичните отношения вътре в структурата на филтъра. При това се касае за достигането на състояние, при което максимумът на изходното напрежение на всички активни елементи няма да надхвърли максималната стойност на изходното напрежение на филтъра. В идеалния случай тези напрежения трябва да съвпадат. В нашия случай вътрешните изходи са възлите, свързани с изходите на интеграторите. За целите на динамичната оптимизация, следователно е нужно да се сравни максимума на

напряженията  $v_1, u_2, v_3, \dots$  с максималното изходно напрежение на филтъра. Информация за тези максимуми може да се получи чрез анализ на динамичните отношения на вече проектирания филтър, или чрез определяне на екстремумите на напряженията или токовете в пасивните структури.

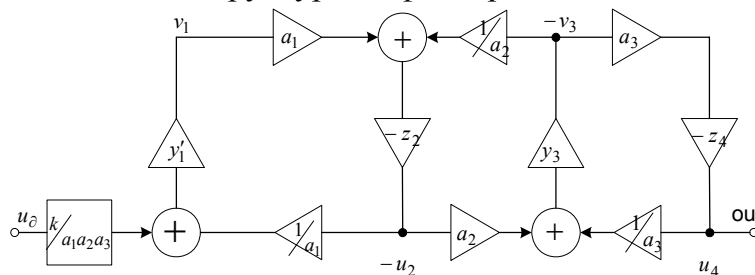
Принципът на оптимизация ще бъде илюстриран на базата на нискочестотния филтър на фиг.5. Да предположим, че максимумът на напрежението  $v_3$  е  $m$  пъти по-голямо от максимума на изходното напрежение  $u_4$ , т.е.  $\max v_3 = m \max u_4$ . Тогава изравняването на максимумите е възможно да се осъществи чрез  $m$ -кратно изменение на

коэффициента на предаване между точки  $v_3$  и  $u_4$ , т.е. чрез промяна на предавателната функция на интегратора. формално това може да се реализира чрез включването на блок с усилване  $a_3 = m$  между точка  $v_3$  и входа на интегратора  $z_4$ . Освен желаният ефект, ще се получи и промяна в контура за обратната връзка, образуван от интеграторите  $y_3$  и  $z_4$ , а вследствие на това и изменение на предавателната функция на целия филтър. За да се избегне това е необходимо включването на блок с коэффициент на предаване  $1/a_3$  в контура на обратната връзка. Резултатът от преобразуването в блокова форма е представен на фиг.9. По подобен начин е възможно да се оптимизират отношенията в останалите контури. на фиг.10 е дадена преобразуваната блокова структура на филтъра.



Фиг.9

в блокова форма е представен на фиг.9. По подобен начин е възможно да се оптимизират отношенията в останалите контури. на фиг.10 е дадена преобразуваната блокова структура на филтъра.



Фиг.10

#### 4. Заключение

Добрите параметри по отношение на чувствителността и възможностите за динамична оптимизация показват, че функционалната симулация е изключително подходяща за реализация на сложни филтри, особено лентови и нискочестотни с нулеви точки на предавателната функция в крайни честоти (например от типа на Кауер). Разгледаният метод показва, че динамичната оптимизация изисква единствено промяна на стойностите на сумиращите резистори на отделните интегратори, т.е. не изисква никакви нови схемни елементи или преобразуване на схемното решение.

#### ЛИТЕРАТУРА:

- [1] Хьюлсман Л. П., Аллен Ф. Е., Введение в теорию и расчет активных фильтров: Пер. с англ.- М.: Радио и связь, 1994.
- [2] Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей: Пер. с англ.-М.:Сов. радио, 2003.