СЕКЦИЯ IV. АВТОМАТИЗАЦИЯ НА ПРОЕКТИРАНЕТО НА ЕЛЕКТРОННИ ЕЛЕМЕНТИ, СХЕМИ И СИСТЕМИ

ОТНОСНО ОЦЕНКАТА НА НЕЛИНЕЙНИТЕ ИЗКРИВЯВАНИЯ В ЛИНЕЙНИТЕ ТРАНЗИСТОРНИ ОСЦИЛАТОРИ

[redacted]

първични преобразувателни блокове с честотен изход, измерителни и еталонни генератори и др.

За съжаление именно този въпрос не е детайлно изяснен в специализираната техническа литература I 1 I.

Нека приемем, че биполярния транзистор работи в линеен усилвателен режим и входното напрежение U_{BE}^{*} представлява сума от постоянното напрежение U_{BE_0}, фиксиращо положението на работната точка на входната волтамперна характеристика (ВАХ) и хармоничен сигнал с амплитуда U_i и кръгова честота ω_0 :

$$U_{BE}^{*} = U_{BE_0} + U_i \cos \omega_0 t \tag{1}$$

Съгласно теорията за спектралния анализ на сигналите в нелинейните вериги съдържащи елементи с експоненциална ВАХ нулевите компоненти на разложението на колекторния ток / I_C', I_C'' ...I_C^K / в ред на Фурие, т.е. амплитудите на хармоничните съставящи на спектъра могат да бъдат изразени чрез Беселовите функции от мним аргумент от I род - $\mathcal{J}_K(q)$ I 2 I :

$$I_C^K(q) = A_0 \mathcal{J}_K(q) \tag{2}$$

където: $q = U_i / m\varphi_T$ - безразмерен параметър, аргумент на Беселовата функция

m - коефициент на неидеалност на входната ВАХ на транзистора ($1 \leq m < 2$)

φ_T - топлинен потенциал -
- константа /$\sim 26 mV$ при + 25°C/

Тъй като по определение транзисторът работи в линеен усилвателен режим (т.е. $q \leq 0,91$) членовете на разложението в (8) съдържащи q в четвърта и по-висока степен могат да бъдат пренебрегнати.

Чрез субституция на (8) в (7) получаваме:

$$(9) \qquad \delta(q) \cong \frac{2q}{q^2+8}\sqrt{1+\left(\frac{q}{2}\right)^2}$$

Аналитичната зависимост (9) може да се трансформира във вида:

$$(10) \qquad \delta(q) \cong \sqrt{1+\frac{0.5}{F(q)}-\frac{1.5}{\sqrt{F(q)}}}$$

където: $F(q)=\left[1+0.5\left(\frac{q}{2}\right)^2\right]$ – функция апроксимираща нелинейната зависимост на нормирания коефициент на усилване по напрежение на биполярния транзистор от U_i I 4 I.

Решавайки обратната задача от (10) можем да определим $F(q)$ по зададени стойности на δ.

$$(11) \qquad F(q)=\left[\frac{1.5+\sqrt{0.25+2\delta^2}}{2(1-\delta^2)}\right]^2$$

При малки значения на клирфактора $/\delta \leq 10$ - $15\%/$ е целесъобразно да се използва упростената формула (12):

$$(12) \qquad F(q) \cong \left[\frac{1.75+\delta^2}{2(1-\delta^2)}\right]^2$$

Ще илюстрираме гореизложения метод за оценка на нелинейните изкривявания с конкретен схемен пример:

Нека предположим, че нискочестотен автогенератор по схемата на Клап (фиг.1) се използва като блок за първично преобразуване с често-

$$(13)\quad \omega_0=\sqrt{\frac{Z}{2}\left[1\pm\sqrt{1-\frac{4B}{L C_2 Z^2}}\right]}$$

където: $$Z=B+\frac{1}{L}\left(\frac{1}{C_0}+\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}\right)$$

$$B=\frac{1}{C_0 C_1 R_C}\left\{\frac{1}{R_B}+\frac{y_{11}(U_i)}{1+R_E[y_{11}(U_i)+y_{21}(U_i)]}\right\}$$

$$(14)\quad \frac{R_B\left[\frac{C_1}{C_0}y_{21}(U_i)-y_{11}(U_i)\right]}{1+\frac{R_B}{R_C}\left(\frac{C_1}{C_0}\right)^2}-R_E\left[y_{11}(U_i)+y_{21}(U_i)\right]=1$$

където: $y_{11}(U_i)$, $y_{21}(U_i)$ – нелинейни функции изразяващи зависимостта на входната проводимост и стръмността на транзистора от амплитудата на входното напрежение.

Нелинейните зависимости $y_{11}(U_i)$ и $y_{21}(U_i)$ могат да бъдат апроксимирани с помоща на апроксимационната функция $F(q)$ I 4 I:

$$(15)\quad \left|\begin{array}{l} y_{11}(U_i)=y_{11e}F(q) \\ y_{21}(U_i)=y_{21e}F(q) \end{array}\right.$$

където: y_{11e}, y_{21e} – собствени y-параметри на транзистора в режим на усилване на пределно малки / $U_i\to 0$/ сигнали ;

$q=U_i/m\varphi_T$ – безразмерен параметър / $1\leq m<2$ – константа, φ_T – топлинен потенциал/.

С оглед на (15) условието за баланса на амплитудите (14) може да се трансформира в следният вид I5I :

$$(16)\quad \frac{1}{F(q)}=\frac{R_B}{h_{11e}}\left[\frac{h_{21e}\left(\frac{C_1}{C_0}\right)-1}{\frac{R_B}{R_C}\left(\frac{C_1}{C_0}\right)^2+1}\right]-\frac{(h_{21e}+1)R_E}{h_{11e}}$$

Чрез субституция на (16) в (10) могат да бъдат пресметнати стойностите на δ, когато са известни основните h_e – параметри на транзистора и стойностите на пасивните компоненти в схемата.(евентуалните първични преобразувателни елементи).

При проектирането на различните видове измерителни преобразуватели с честотен изход по-голям интерес представлява обаче обратната задача, която се свежда до изискването, конструирания автогенератор да обезпечава $\delta \leqslant \delta_{max}$ в определен честотен диапазон.

В този случай максимално допустимия клир-фактор δ_{max} е предварително известен и условията за самовъзбуждане на автогенератора трябва едновременно да удовлетворяват уравненията (11)или (12) и (16). Собствената генерационна честота ω_o ще се определя пак от (13).

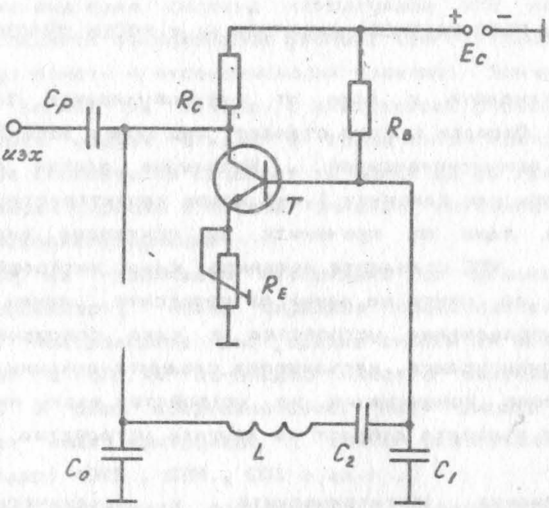
Интересно е да се отбележи също, че по принцип самовъзбуждането при схемата на Клап е възможно на две различни честоти. Единствено ненулево решение на (13) е допустимо само при B $\ll Z$. В този оптимален случай честотата $\omega_o = \frac{1}{L}\left(\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)$, зависи изключително от реактивните пасивни компоненти на схемата.

По аналогичен начин могат да бъдат изведени (и анализирани) аналитичните зависимости свързващи параметрите на активния елемент и пасивните компоненти на схемата с нелинейните изкривявания и условията на самовъзбуждане и при другите видове линейни осцилатори.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Челноков О.а.; Транзисторные генераторы синусоидальных колебаний; Москва, Сов.радио, 1975, с.272
2. Андреев В.С.; Теория нелинейных электрических цепей; Москва, Связь, 1972, с.328

3, Русе, 1990г (в печат).



Фиг. 1