

## УПРАВЛЕНИЕ ЭНЕРГООБМЕНОМ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ И ЕГО ИСПОЛЬЗОВАНИЕ

*А.К. Вязовский, И.Е.Киесин*

Предлагается анализ процессов энергообмена в электрических цепях синусоидального тока при изменении параметров и частоты. Результаты анализа приводят к реализации ряда параметрических устройств: параметрических усилителей мощности, параметрических источников тока и напряжения, а также параметрического избирательного фильтра. Теоретические выводы подтверждаются результатами экспериментов.

Ключевые слова: энергообмен, изменение параметров, параметрические устройства.

Идеализированные элементы электрической цепи индуктивность  $L$  и емкость  $C$  являются накопителями, соответственно, магнитной и электрической энергии электромагнитного поля. При определенном соотношении параметров возникает обмен между ними и другими элементами цепи.

Управление процессом энергообмена можно осуществить за счет изменения параметров цепи или частоты источника. Управление энергообменом позволяет реализовать свойства цепи, представляющие практический интерес.

Проанализируем работу принципиальной схемы цепи синусоидального тока (рис. 1), в которой возникает энергообмен.

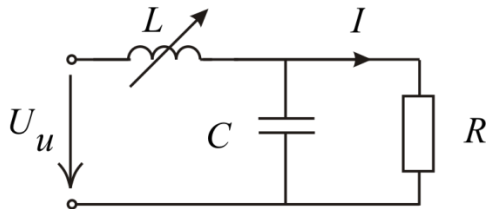


Рис. 1

Уравнение круговой диаграммы тока  $\dot{I}(X_L)$  при изменении сопротивления  $X_L = \omega L$  за счет параметра индуктивности  $L$ , определяется формулой [1]:

$$\dot{I}(X_L) = \frac{\dot{I}_k}{1 + \frac{X_L}{Z_\Gamma} e^{j(90^\circ - \psi_\Gamma)}}; \quad (1)$$

где:

$$\dot{I}_k = \frac{\dot{U}_u}{R} - \text{ток при индуктивности } L = 0;$$

$$\underline{Z}_\Gamma = \frac{R(-jX_C)}{R - jX_C} = Z_\Gamma e^{j\psi_\Gamma} - \text{сопротивление эквивалентного генератора}$$

по отношению к ветви « $L$ »;

$$Z_\Gamma = \frac{RX_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}; \quad \psi_\Gamma = -90^\circ + \arctg \frac{X_C}{R} = -\arctg \frac{R}{X_C}.$$

Круговая диаграмма тока  $\dot{I}(X_L)$  представлена на рис. 2а. Из треугольника « $abo$ » видно, что максимальная величина тока (диаметр окружности) определяется формулой:  $I_{\max} = \frac{I_k}{\cos \psi_\Gamma}$ . На рис. 2б. приведены графики

зависимостей коэффициента усиления тока  $K_I = \frac{I}{I_k}$  в зависимости от

$$n = \frac{X_L}{X_C}, \text{ при различных значениях } m = \frac{R}{X_C}.$$

Максимальный коэффициент усиления тока  $K_{I\max} = \frac{1}{\cos \psi_\Gamma}$ , а мощно-

$$\text{сти } K_{P\max} = \frac{P_{\max}}{P_k} = \frac{1}{\cos^2 \psi_\Gamma} = 1 + \text{tg}^2 m.$$

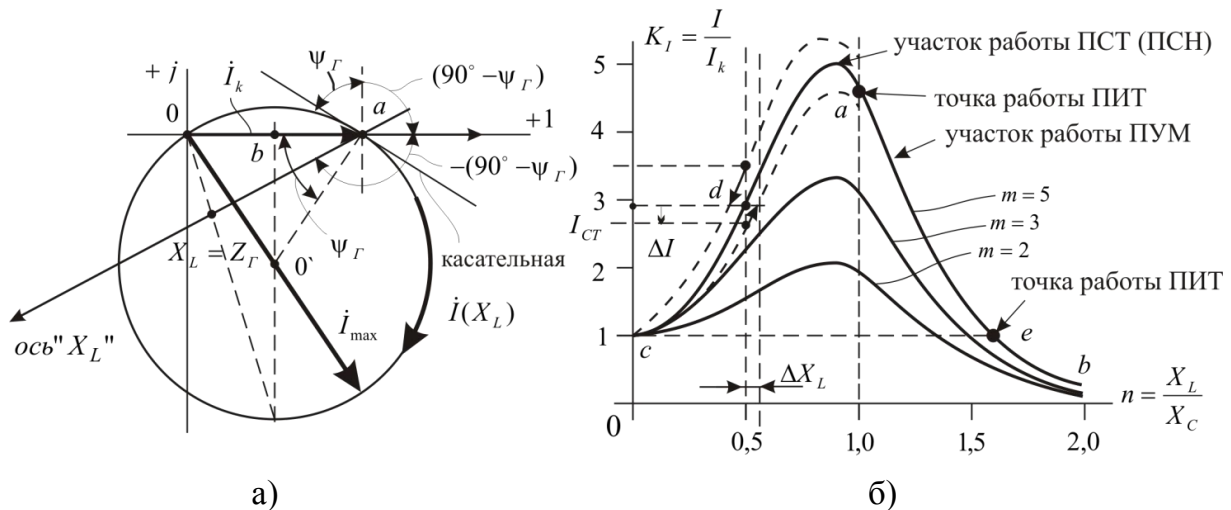


Рис. 2

Увеличение тока и мощности нагрузки  $R$  в рассматриваемой цепи при изменении индуктивности  $L$  можно объяснить физически за счет процесса энергообмена между элементами. Анализ временных зависимостей мгновенной мощности  $p(t)$  источника, элементов  $L, C$  и нагрузки  $R$  показывают: на первом этапе источник отдает энергию преимущественно в электромагнитное поле  $L$  и  $C$ , а на втором этапе электромагнитное поле передает энергию преимущественно в нагрузку. Чем больше энергоемкость элементов  $L, C$ , определяемая, в основном, емкостью конденсатора, тем большее усиление активной мощности можно обеспечить.

Таким образом, управляя энергообменом в цепи, можно существенно увеличить отбор мощности от источника, не изменяя его напряжения, при неизменном значении сопротивления нагрузки.

В качестве управляемой индуктивности в схеме рис. 1. можно использовать дроссель с подмагничиванием или управляемый гиратор [2]. Увеличение тока подмагничивания, как известно, приводит к уменьшению индуктивного сопротивления дросселя. Таким образом, на участке кривой "ab" рис.2б реализуется параметрический усилитель мощности (ПУМ). Изменяя, с помощью небольшого тока управления, индуктивное сопротивление дросселя в малом диапазоне  $X_L = X_C \div 2X_C$ , можно управлять мощностью нагрузки, практически от нуля ( $4\% P_{\max}$ ), до максимальной величины  $P_{\max} = I_{\max}^2 R$ , существенно превышающей  $P_k$ .

После подстановки в уравнение (1)  $X_L = X_C = X$  получаем  $\dot{i}(X) = \frac{\dot{U}_u}{jX}$ , не зависящей от сопротивления  $R$ . В точке "a" характери-

сти рис. 2б схема рис. 1 работает как параметрический источник синусоидального тока (ПИТ). Из рис. 2б видно, что неизменность тока достигает-

ся, практически, при максимальном значении коэффициента усиления тока, в режиме, близком к резонансу.

Участок характеристики "ac" (рис.2б) используется для реализации параметрического стабилизатора тока (ПСТ), который обеспечивает его неизменность при колебаниях входного напряжения  $U_u$ . Для этого необходимо завести обратную связь от напряжения  $U_u$  на обмотку подмагничивания управляемого дросселя. При номинальном напряжении источника  $U_u = U_n$  устанавливают величину  $X_L$ , обеспечивающую работу схемы в т. "d" при токе  $I_{ст}$ . Снижение напряжения источника на  $\Delta U$  привело бы к уменьшению тока на  $\Delta I$ , однако, при этом уменьшается ток подмагничивания дросселя за счет обратной связи, что приводит к увеличению  $X_L$  на  $\Delta X_L$ , и ток  $I_{ст}$  поддерживается неизменным. Увеличение входного напряжения отрабатывается аналогичным образом в обратном порядке. Реализация ПСТ требует соответствующей инженерной проработки и подбора элементов устройства.

После добавления в схему рис.1 дополнительной индуктивности  $L_1$  (рис.3) получаем цепь, которая работает подобно предыдущей, но в отношении выходного напряжения  $U$ . Условия работы схемы рис.3:

$$R > X_{L1}; K = \frac{X_{L1}}{X_C} > 1; m = \frac{R}{X_C} > 1.$$

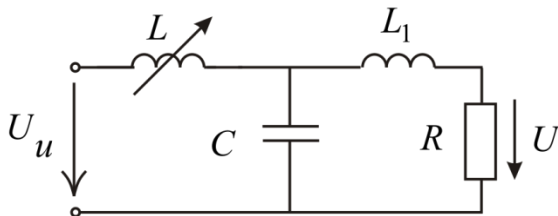


Рис. 3

Используя уравнение круговой диаграммы напряжения  $\dot{U}(X_L)$ , можно получить характеристики коэффициента усиления напряжения  $K_U = \frac{U}{U_k}$ , в зависимости от  $n = \frac{X_L}{X_C}$ , подобные рис.2б.

При этом:  $U_k = \frac{U_u R}{\sqrt{R^2 + X_{L1}^2}}$ ;  $\text{tg} \psi_{\Gamma} = -\left[ m + \frac{K(K-1)}{m} \right]$ . По аналогии с пре-

дыдущими рассуждениями, схема рис.3 на участке "ab" работает как параметрический усилитель мощности (ПУМ). При условии  $X_L = \frac{X_{L1} X_C}{X_{L1} - X_C}$ ,

напряжение нагрузки  $\dot{U} = -U_u$ , и не зависит от сопротивления  $R$ , то есть цепь является параметрическим источником напряжения (ПИИ).

На участке "ac" можно реализовать по схеме рис.3 параметрический стабилизатор напряжения (ПСН), подобно ПСТ.

Работа схемы рис.3 также объясняется управляемым (за счет изменения индуктивности  $L$ ) процессом энергообмена между источником, реактивными элементами и нагрузкой. Анализ функций мгновенной мощности схемы рис. 3 подтверждает, что энергия источника не передается непосредственно нагрузке, а предварительно накапливается в электромагнитном поле. Эффекты стабилизации напряжения и увеличения активной мощности, отбираемой от источника, являются следствием физического процесса энергообмена в цепи.

Рассмотрим частотные свойства схемы рис. 1. Зависимость величины тока в сопротивлении от частоты определяется выражением:

$$I(\omega) = \frac{U_u}{R\sqrt{(1-\omega^2 LC)^2 + (\frac{\omega L}{R})^2}}. \quad (2)$$

На частоте  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  и на резонансной частоте  $\omega_p = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{R^2 C^2}}$  ток  $I = \frac{U_u}{\rho}$ , где  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ , и не зависит от сопротивления  $R$ , то есть схема работает как ПИТ.

Семейство зависимостей  $I(\omega)$  при различных значения  $m = \frac{R}{\rho}$  имеет такой же вид, как и кривые на рис.2б. Таким образом, схема рис.1 является параметрическим избирательным фильтром (ПИФ). Величина  $m = \frac{R}{\rho}$  выполняет роль добротности контура ( $Q = \frac{\rho}{r}$ ) при сравнении с последовательным резонансным контуром  $r, L, C$  [3].

Продолжая аналогию, можно рассмотреть понятия полосы пропускания и граничных частот полосы пропускания схемы рис.1. Анализ показывает, что формула, определяющая квадраты относительных граничных частот  $\delta_1$  и  $\delta_2$  полосы пропускания, имеет вид:

$$\delta_{2,1}^2 = 1 - \frac{0,5}{m} \pm \frac{1}{m} \sqrt{\frac{0,25}{m^2} + 1} \quad (3)$$

При сравнении с аналогичной формулой для  $r, L, C$  – контура [3], можно сделать вывод, что полоса пропускания предлагаемой схемы, при тех же значениях добротности практически одинакова. Однако, выходное напряжение схемы рис.1 в " $m$ " раз больше, чем на входе, а для  $r, L, C$  – контура оно не может превышать входное. При реализации рассматривае-

мого ПИФ целесообразно включить на выходе операционный усилитель, обладающий большим входным сопротивлением, а в качестве индуктивности использовать гиратор [2].

Все описанные выше свойства схем рис.1 и рис.3 подтверждены экспериментально на высокой частоте ( $f = 8 \text{ кГц}$ ) источника, обеспечивающей достаточную добротность индуктивных элементов ( $\omega L \gg r$ ). Параметры схем:  $L = 0 \div 1,5 \text{ мГн}$ ;  $C = 0,9 \text{ мкФ}$ ;  $L_1 = 0,9 \text{ мГн}$ ;  $R = 100 \div 1000 \text{ Ом}$ . Изменение индуктивности  $L$  производилось дискретно с помощью магазина индуктивностей.

В заключение следует заметить, что схема рис.1 при реализации ПИТ не допускает режима холостого хода ( $R \rightarrow \infty$ ), а схема рис. 3 при реализации ПИН – режима короткого замыкания ( $R = 0$ ), так как в этих случаях входные сопротивления цепей стремятся к нулю.

#### Библиографический список

1. Вязовский, А.К. Анализ энергетических процессов в электрических цепях при помощи уравнений круговых и эллиптических диаграмм / А.К. Вязовский, В.И. Сафонов // Вестник ЮУрГУ. серия «Энергетика». – 2011. – № 34(251). – С. 75–80.
2. Петин, Д. Применение гиратора в резонансных усилителях и генераторах / Д. Петин // Радио. – 1996. – № 11. – С. 1–3.
3. Теоретические основы электротехники. Том I / под ред. Ш.Н. Хусаинова. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – С. 186–188.

[К содержанию](#)