

УДК 621.501.14

А. М. Михеенко, Е. С. Абрамова, А. С. Гусельников, И. И. Павлов, С. С. Абрамов

### АНАЛИЗ РЕЗОНАНСНЫХ ЯВЛЕНИЙ В ВЫХОДНОЙ ЦЕПИ ДВУХТАКТНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ КЛАССА D

Рассмотрены процессы в выходной цепи мощных двухтактных усилителей класса D, работающих при низких тактовых частотах. Показано, что вследствие резонансных явлений, обусловленных выходной емкостью активных элементов двухтактной схемы, возможно существенное снижение коммутативных потерь в режиме молчания. Полученные соотношения позволяют определить оптимальную тактовую частоту в зависимости от длительности фронта импульсов выходного напряжения.

**Ключевые слова:** усилитель класса D, резонанс в выходной цепи усилителя, коммутативные потери, оптимальная тактовая частота.

В усилителях (модуляторах) класса D, основанных на импульсном методе усиления сигналов [1], потери энергии определяются внутренним сопротивлением активных элементов (ключей) и коммутативными процессами, обусловленными главным образом перезарядом выходных емкостей ключей  $C_0$ . В частности, в двухтактных усилителях при отсутствии усиливаемых сигналов, т. е. в режиме молчания, потери энергии и потребление от источника питания практически полностью определяются коммутативными процессами.

С увеличением тактовой частоты  $\omega$  коммутативные потери должны расти. Однако при экспериментальном исследовании двухтактного усилителя был обнаружен отчетливо регистрируемый минимум потребляемой энергии в определенной области значений  $\omega$ . Это обстоятельство дало основание предположить, что в выходной цепи усилителя имеют место резонансные явления, учет которых позволит увеличить КПД усилителя. Для этого необходимо определить зависимость резонансных явлений от основных параметров схемы усилителя, а также от частоты и формы импульсов выходной тактовой последовательности.

**Анализ схемы двухтактного усилителя класса D.** Поскольку явление резонанса наиболее отчетливо проявляется в режиме молчания, то дальнейший анализ будет выполнен именно для этого режима.

Воспользуемся упрощенной схемой двухтактного усилителя (рис. 1, а), в которой ключи  $S$  в идеализированной форме представляют активные элементы и обратные диоды, обеспечивающие непрерывность тока в дросселе  $L$ . Также предполагается, что в открытом состоянии внутренние сопротивления активных элементов и диодов равны и постоянны. Такая идеализация весьма условна, но может быть принята, поскольку она существенно не скажется на характере исследуемых процессов.

В режиме молчания усилителю соответствует эквивалентная схема (рис. 1, б), в которой нагрузочная цепь представлена входной индуктивностью фильтра нижних частот  $L$ , а электронные ключи заменены генератором импульсного сигнала  $u(t)$  со скважностью 2, внутренним сопротивлением  $R_i$  и выходной емкостью  $C = 2C_0$ .

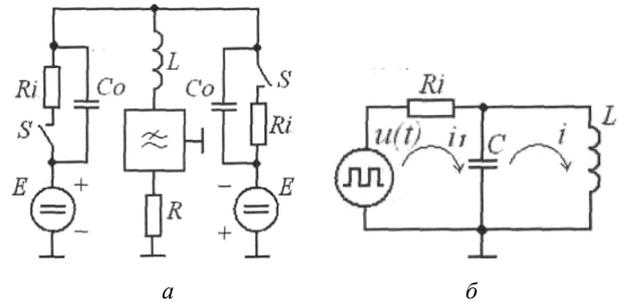


Рис. 1. Упрощенная (а) и эквивалентная (б) схемы двухтактного усилителя класса D

Запишем для эквивалентной схемы следующие дифференциальные уравнения:

$$\frac{d^2 i}{d\tau^2} + \frac{1}{v\omega_0 CR_i} \cdot \frac{d i}{d\tau} + \frac{i}{v^2} = \frac{u(\tau)}{R_i v^2}, \quad (1)$$

$$\frac{d^2 i}{d\tau^2} + \frac{i}{v^2} = \frac{i_1}{R_i v^2}, \quad (2)$$

где  $\tau = \omega t$ ;  $u(\tau) = E \dots (\pi > \tau > 0)$ ;  $u(\tau) = -E \dots (\pi < \tau < 2\pi)$ ;

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad v = \frac{\omega}{\omega_0}.$$

На интервале  $2l\pi < \tau < (2l+1)\pi, \dots (l = 0, 1, 2, 3, \dots)$  решение (1) в установившемся в режиме имеет вид

$$\frac{i \cdot R_i}{E} = 1 - \frac{e^{n_1 \left(\frac{\tau-\pi}{2}\right)}}{\left(1 - \frac{n_1}{n_2}\right) \operatorname{ch}\left(n_1 \frac{\pi}{2}\right)} - \frac{e^{n_2 \left(\frac{\tau-\pi}{2}\right)}}{\left(1 - \frac{n_2}{n_1}\right) \operatorname{ch}\left(n_2 \frac{\pi}{2}\right)}, \quad (3)$$

где  $n_1, n_2$  – корни характеристического уравнения (1).

На интервале  $(2l+1)\pi < \tau < (l+1)2\pi$  обозначим  $i = i'$ . Тогда согласно [2]

$$i' = -i(\tau - \pi). \quad (4)$$

Ток  $i_1$  определим в соответствии с (3):

$$\frac{i_1 \cdot R_i}{E} = 1 - \frac{e^{n_1 \left(\frac{\tau-\pi}{2}\right)}}{\operatorname{ch}\left(n_1 \frac{\pi}{2}\right)} - \frac{e^{n_2 \left(\frac{\tau-\pi}{2}\right)}}{\operatorname{ch}\left(n_2 \frac{\pi}{2}\right)}. \quad (5)$$

Аналогично (4) получим

$$i'_1 = -i_1(\tau - \pi). \quad (6)$$

**Мощность потерь в ключевых элементах усилителя.** Определим мощность потерь в ключевых элементах усилителя:

$$P = \frac{1}{2\pi} \left[ \int_0^\pi i_1^2 \cdot R_i d\tau + \int_\pi^{2\pi} i_1'^2 \cdot R_i d\tau \right] = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{E^2}{R_i} \left( \frac{i_1 \cdot R_i}{E} \right)^2 d\tau,$$

Подставляя значение  $i_1$  из (5), получим

$$\frac{PR_i}{E^2} = 1 + \frac{2}{\pi} \left( \frac{2}{n_1 + n_2} - \frac{1}{n_1} \right) \text{th} \left( n_1 \frac{\pi}{2} \right) + \frac{2}{\pi} \left( \frac{2}{n_1 + n_2} - \frac{1}{n_2} \right) \text{th} \left( n_2 \frac{\pi}{2} \right), \quad (7)$$

Предположим, что фильтр нижних частот с частотой среза  $\omega c$  согласован с нагрузкой и  $\omega c L = R$ . Обозначим отношение  $\omega/\omega c$  через  $q$  и введем понятие электронного КПД усилителя:

$$\eta = \frac{R}{R_i + R}.$$

Тогда для корней характеристического уравнения  $n_{1,2}$  получим следующее выражение:

$$n_{1,2} = \frac{q\eta}{2v^2(1-\eta)} \left( -1 \pm \sqrt{1 - \frac{4v^2(1-\eta)^2}{q^2\eta^2}} \right). \quad (8)$$

При  $q > 2$  и  $\eta \rightarrow 1$

$$n_1 \approx -\frac{1-\eta}{q\eta}, \quad n_2 \approx -\frac{q\eta}{v^2(1-\eta)}.$$

При неизменной тактовой частоте параметр  $v^2 = \omega^2 LC$  пропорционален емкости  $C$ .

В частном случае, когда  $q = 3$  и  $\eta = 0,8$ , резонансные явления отсутствуют (см. график зависимости коммутативных потерь от выходной емкости на рис. 2, а, показанный пунктирной линией).

Рассмотрим зависимость коммутативных потерь от тактовой частоты  $\omega$ . Для этого введем параметр

$m = \omega_0/\omega c$ . Тогда выражение для корней характеристического уравнения примет вид

$$n_{1,2} = \frac{m\eta}{2v(1-\eta)} \left( -1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(1-\eta)^2}{m^2\eta^2}} \right). \quad (9)$$

Полагая, как и в предыдущем случае,  $m > 2$  и  $\eta \rightarrow 1$ , получим

$$n_1 \approx -\frac{1-\eta}{m\eta} v, \quad n_2 \approx -\frac{m\eta}{v(1-\eta)}.$$

При фиксированной частоте паразитного контура параметр  $v = \omega\sqrt{LC}$  пропорционален тактовой частоте.

Анализ зависимости коммутативных потерь от тактовой частоты, построенной на основании (7) и (9), для частного случая  $m = 3$  и  $\eta = 0,8$  (рис. 2, б) показывает, что в этом случае возникают резонансные явления, причем минимум потерь (и потребляемой мощности) соответствует тактовой частоте, которая примерно в 1,5 раза превышает частоту паразитного резонанса.

**Анализ потерь в усилителе при конечной длительности фронтов выходной импульсной последовательности.** Как было установлено выше, при исследовании зависимости потерь от выходной емкости резонансные явления не были обнаружены. Вместе с тем очевидно, что при замене в схеме (см. рис. 1, б) генератора меандра на генератор синусоидального сигнала резонанс должен иметь место. Следовательно, погрешность исходных предположений заключается в идеализации формы напряжения эквивалентного генератора.

Для проверки этой гипотезы воспользуемся представлением  $u(\tau)$  в виде гармонического ряда [2]:

$$u(\tau) = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2\pi-1)\tau}{2n-1}. \quad (10)$$

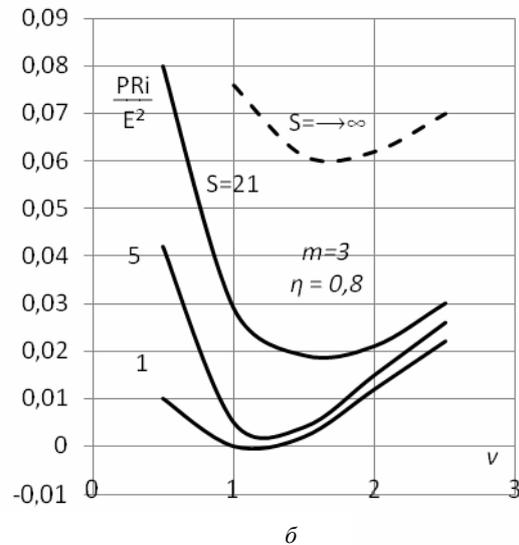
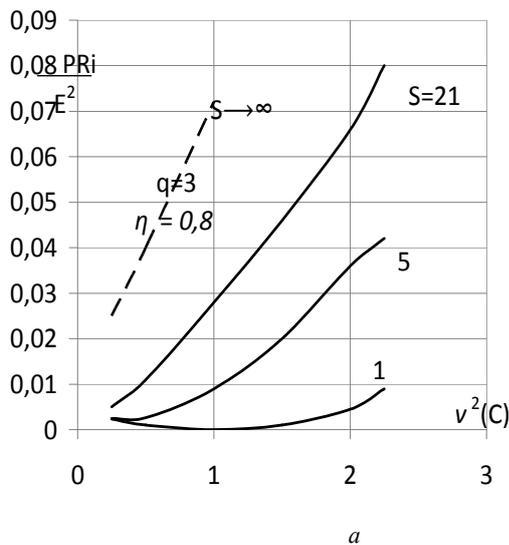


Рис. 2. Зависимость коммутативных потерь в усилителе от выходной емкости (а) и тактовой частоты (б)

Удерживая в разложении (10) конечное число членов, определим потери в ключевых элементах. Для этого найдем модуль сопротивления нагрузочной цепи генератора для каждой гармоники  $u(\tau)$ :

$$Z(n) = R_i + \frac{j\omega nL}{1 - \omega^2 LCn^2},$$

откуда

$$|Z(n)| = R_i \sqrt{1 - \frac{1}{R_i^2} \left[ \frac{n\omega L}{1 - n^2 \omega^2 LC} \right]^2}. \quad (11)$$

Используя принятые ранее обозначения и (11), определим гармоники тока  $i_1$  согласно (10):

– при изменении выходной емкости  $v^2$

$$I_1 k = \frac{4E}{k\pi |Z(k)|} = \frac{4E}{R_i k \pi \sqrt{1 + \left[ \frac{kq\eta}{(1-\eta)(1-k^2v^2)} \right]^2}}; \quad (12a)$$

– при изменении частоты  $v$

$$I_1 k = \frac{4E}{R_i k \pi \sqrt{1 + \left[ \frac{km\eta v}{(1-\eta)(1-k^2v^2)} \right]^2}}, \quad (12b)$$

где  $k = 2n - 1$ .

По аналогии с (7) мощность потерь можно определить следующим образом:

$$\frac{PR_i}{E^2} = \sum_{k=1}^S \frac{1}{2} I^2 k \cdot R_i \frac{R_i}{E^2} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^S \left( \frac{I_1 k R_i}{E} \right)^2, \quad (13)$$

где  $S$  – номер высшей гармоники, удерживаемой в разложении (10) и связанный с длительностью фронта

импульсов выходного напряжения  $\Delta t$ . Для этого можно воспользоваться приближенной формулой

$$\Delta t \approx 0,4 \frac{\pi}{\omega \cdot S}.$$

Результаты расчета согласно (13) представлены на рис. 2.

Из анализа графика на рис. 2, а следует, что при конечной длительности фронта  $u(t)$  ( $S < 5$ ), резонансные явления возможны и при изменении выходной емкости усилителя.

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

– при оптимальном выборе тактовой частоты в режиме молчания возможно существенное сокращение энергии, потребляемой усилителем;

– резонансные явления в выходной цепи усилителя класса D проявляются тем сильнее, чем больше длительность фронта импульсного напряжения. Однако необходимо иметь в виду, что затягивание фронта тактовых импульсов ведет к росту прямых потерь в режиме усиления сигналов;

– заметный эффект может быть получен, если увеличивать длительность фронта в паузах усиливаемого сигнала.

#### Библиографические ссылки

1. Агеев Д. В., Маланов В. В., Полов К. П. Новый высокоэффективный импульсный усилитель мощности колебаний звуковой частоты // Радиотехника. 1958. Т. 13, № 6. С. 47–51.

2. Заездный А. М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961.

A. M. Miheenko, E. S. Abramova, A. S. Guselnikov, I. I. Pavlov, S. S. Abramov

#### ANALYSIS OF THE RESONANCE PHENOMENAS IN OUTPUT CIRCUIT OF A DUO-DIRECTIONAL POWER AMPLIFIER OF D CLASS

*The authors consider processes in output circuit of duo-directional amplifiers of the class D, being in operation at low frequency [1]. The authors reveal that in consequence of resonance phenomena, conditioned with output capacity of active elements of a duo-directional scheme, it's possible to reasonably reduce commutative losses in a «silence» mode. The correlations obtained allow to estimate the optimum clock rate in relation to duration of output voltage impulse front.*

*Keywords: amplifier of D class, resonance in an amplifier output circuit, commutative losses, optimum clock rate.*

© Михеенко А. М., Абрамова Е. С., Гусельников А. С., Павлов И. И., Абрамов С. С., 2012