



УДК 539.265

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ШИНАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНЫХ ЭВМ

**М. А. КОЛЕСНИКОВ**  
**А. А. ЧЕРЕПНЕВ**  
**С. М. ЧУДИНОВ**

*ОАО «Научно-исследовательский институт суперЭВМ»  
г. Москва*

*e-mail:  
chudinov@super-computer.ru*

В статье предлагается методика анализа системы электропитания высокопроизводительных ЭВМ по критериям сохранения целостности логических сигналов.

Ключевые слова: шины электропитания, синфазный импульсный ток, логические элементы, технология элементной базы, переходные процессы, спектр информационных сигналов, помехозащищенность, плотность компоновки, конденсаторы «развязки».

### **Актуальность проектирования системы разводки электропитания по критериям сохранения целостности логических сигналов**

Проектирование шин электропитания активных компонентов является традиционной задачей конструирования межсхемных соединений электронных устройств, оптимальное решение которой во многом определяет работоспособность и компактность разрабатываемой аппаратуры.

При массовом, синфазном переключении логических элементов (ЛЭ) в шинах электропитания возникает импульсное изменение потребляемого тока (скачкообразное изменение нагрузки на источник питания). В свою очередь, импульсный ток формирует на паразитных индуктивностях конструктивных элементов шин выбросы напряжения, которые с некоторым коэффициентом (зависит от типа применяемой логики) передаются на входы активных компонентов и могут вызывать сбои функционирования проектируемых устройств.

**Задача разработчика заключается в оптимальном выборе номинала и количества «развязывающих» емкостей, компенсирующих влияние паразитных индуктивностей с целью сохранения целостности логических сигналов на допустимом уровне.**

С ростом быстродействия логических элементов и повышением плотности компоновки эта задача непрерывно усложняется, что обусловлено расширением частотного спектра информационных сигналов (уменьшением фронтов) и растущей концентрацией импульсных токов на единицу площади.

С расширением частотного спектра логических сигналов переходные процессы, возникающие в проводниках, подводящих напряжение от источников питания, начинают охватывать контуры, образованные паразитными индуктивностями таких элементов межсхемных соединений, как выводы «развязывающих» емкостей и согласующих резисторов, а также контактов питания и «земли» разъемных соединителей.

Повышение суммарного импульсного тока от управляемых синфазно вентилей требует усложнения конструкции шин электропитания (увеличения числа «развязывающих» конденсаторов, сечений проводников и т.д.), что в свою очередь может отрицательно сказаться на общей плотности компоновки проектируемых устройств.

Малый уровень помех без значительных потерь плотности компоновки можно обеспечить за счет выбора оптимальной формы переходного процесса на каждой ступени «развязки» с учетом следующих факторов:



- 1) значение импульсной помехозащищенности элементной базы;
- 2) соотношение длительности переходного процесса и частоты следования тактовых импульсов;
- 3) значение коэффициента передачи помехи по питанию на вход логических элементов;
- 4) реальная форма импульсного воздействия.

Форма и величина помех по питанию зависят не только от электрических параметров контурных линий, но и от факторов, имеющих нерегулярный (случайный) характер:

- 1) логическая структура модулей;
- 2) алгоритм обработки информации;
- 3) разброс фронтов элементов и задержек линий связи.

Поэтому при выборе оптимальных конструктивных параметров шин электропитания большое значение приобретают вероятностные методы анализа. Это особенно важно при определении ожидаемого **максимального, синфазного импульсного тока** модулей.

Имеющиеся в литературе данные по исследованию систем среднего быстродействия затруднительно применить для проектирования электропитания модулей высокой плотности. В одних случаях расчеты построены на значительных упрощениях эквивалентной схемы или не учитывают реальную форму воздействия. В других случаях расчеты базируются на неоправданно жестких ограничениях на характер переходного процесса контурных цепей. Таким образом, для оптимального проектирования системы разводки электропитания разработчик должен обладать следующим инструментарием:

- методикой разбиения полной эквивалентной схемы системы электропитания на простейшие контуры второго порядка;
- математическими моделями, учитывающими реальную форму импульсного воздействия, для расчета параметров переходного процесса на каждом уровне «развязки»;
- постым математическим аппаратом для инженерного экспресс-анализа переходных процессов в шинах разводки электропитания и оценки необходимого количества и номинала «развязывающих» конденсаторов;
- механизмом передачи помехи по питанию на вход ЛЭ;
- подпрограммой САПР для моделирования переходного процесса на каждом уровне «развязки» системы электропитания, а также для расчета необходимого количества и номинала блокировочных конденсаторов.

#### **Электрическая модель системы разводки электропитания**

Моделирование переходных процессов в шинах электропитания можно проводить различными способами, например:

- электронным макетированием;
- машинным моделированием полной эквивалентной схемы системы;
- машинным моделированием отдельных уровней «развязки» по упрощенной эквивалентной схеме;
- оценочным расчетом параметров помехи по питанию по приближенным формулам.

Приведенные методы перечислены в порядке убывания стоимости и увеличения доступности.

Машинное моделирование полной эквивалентной схемы позволяет избежать значительных материальных затрат на физическое макетирование реальных цифровых систем. Недостатком этого метода являются значительные временные затраты на описание полной эквивалентной схемы при анализе различных вариантов по-



строения шин электропитания, а также отсутствие наглядности влияния вариативности конструктивных параметров.

В системе шин питания сложного цифрового устройства (в том числе модульной конструкции) можно выделить несколько независимых контуров второго порядка, соответствующих определенным звеньям «развязки» и отличающихся собственной частотой колебаний. Такой подход позволяет получить как точные математические модели переходных процессов в шинах электропитания цифровых схем, так и приближенные алгебраические выражения для инженерного экспресс-анализа амплитуды помехи и необходимого количества и номинала «развязывающих» конденсаторов.

Например, ячейчный конструктив содержит три контура (рис. 1):

1. Первая ступень (высокочастотный): паразитная индуктивность «развязывающих» конденсаторов – емкость смежных слоев питания ячейки.
2. Вторая ступень: индуктивность контактов питания разъемного соединителя – суммарная емкость керамических конденсаторов ячейки.
3. Третья ступень (низкочастотный): индуктивность накладных шин питания до вторичного источника питания (ВИП) – суммарная емкость электролитических конденсаторов объединительной платы.

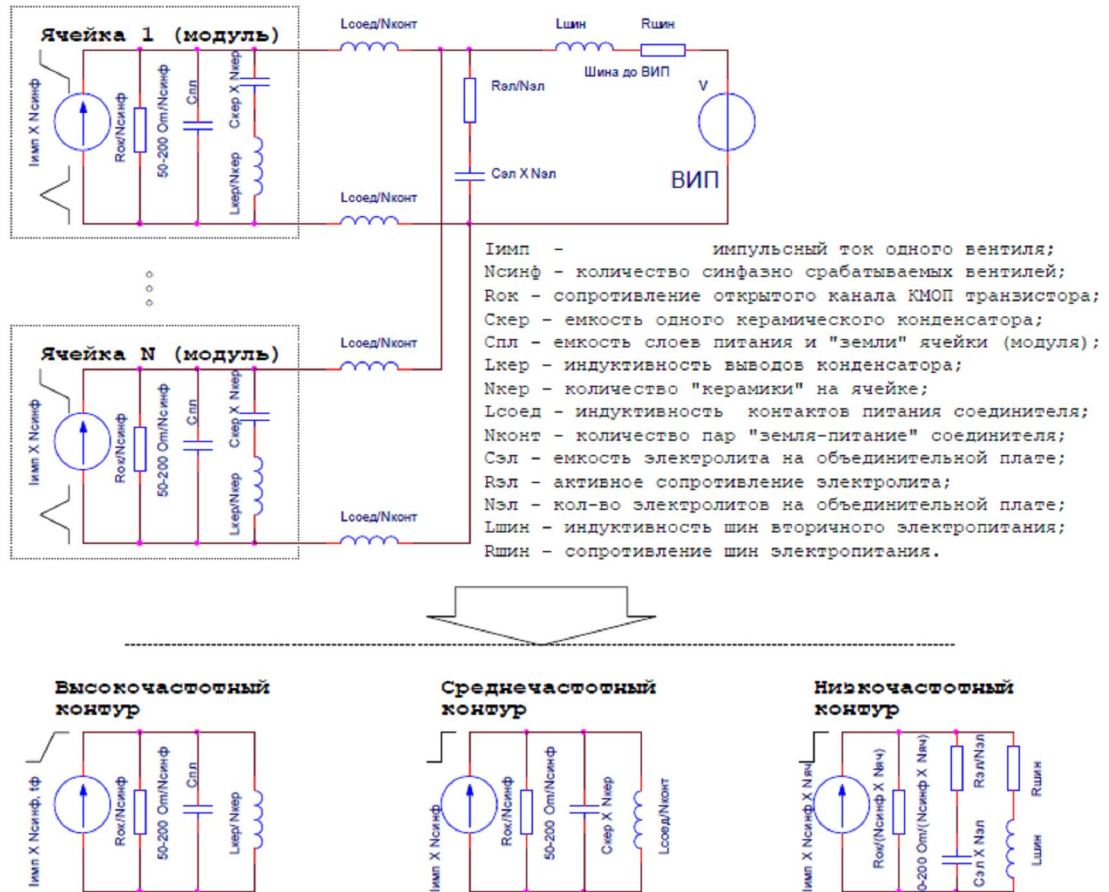


Рис. 1. Преобразование полной эквивалентной схемы системы электропитания ВИП в простейшие контуры второго порядка



Аналогично можно разбить на контуры моноплатный (модульный) конструктив, в котором ячейкам будут соответствовать планарные модули процессоров (БИС, ПЛИС), объединенные многослойной печатной платой (МПП).

Наиболее высокочастотные контуры расположены вдали от источников питания, в непосредственной близости от схем-потребителей, представляющих для контуров генераторы перепадов тока с конечными фронтами.

При импульсном воздействии тока в контуре возбуждаются колебания напряжения с частотой, примерно равной резонансной частоте контура  $\omega_0 = 1 / \sqrt{(L_{\text{эдд}} / N_{\text{эдд}}) \times \tilde{N}_{\text{гс}}}$  и амплитудой, пропорциональной волновому сопро-

тивлению контура  $Z_0 = \sqrt{(L_{\text{эдд}} / N_{\text{эдд}}) / \tilde{N}_{\text{гс}}}$ . Данную цепь можно рассматривать независимо от остальной схемы, если модуль емкостного сопротивления керамических конденсаторов на резонансной частоте контура много меньше волнового сопротивления, т.е. если выполняется неравенство:  $|X_{\text{Скер}}| = 1 / |j\omega_0 C_{\text{кер}} N_{\text{кер}}| \ll Z_{\text{вол}}$ . После подстановки и преобразования неравенство упрощается:  $C_{\text{кер}} \gg C_{\text{пл}}$ , что всегда выполняется, если подводка питания по логике осуществляется с помощью пары сплошных, соседних слоев МПП. В этом случае анализ ВЧ-контура можно проводить по упрощенной схеме (рис. 1).

Суммарная емкость керамических конденсаторов представляет собой емкостную реактивность в более низкочастотном контуре, который относится к следующей ступени «развязки» и включает в себя индуктивность питающих контактов соединителя ячейки (модуля) (СЧ – контур).

Для того, чтобы рассматривать эту цепь, как независимую, необходимо выполнение следующих условий.

Во-первых, резонансная частота СЧ-контура должна быть достаточно низкой, для того, чтобы индуктивное сопротивление выводов конденсаторов не оказывало влияния на параметры переходного процесса, что соответствует:

$|X_{L_{\text{кер}}} = |j\omega_0 L_{\text{кер}} / N_{\text{кер}}| \ll Z_{\text{осч}} = \sqrt{L_{\text{соед}} / (C_{\text{кер}} \cdot N_{\text{кер}})}$ . В практических схемах это неравенство всегда выполнимо, т.к. индуктивность соединителя на один-два порядка больше эквивалентной индуктивности выводов керамических конденсаторов.

Во-вторых, собственная резонансная частота СЧ-контура должна быть достаточно высокой, чтобы емкостное сопротивление конденсаторов на объединительной плате не оказывало влияния на работу контура. Это условие, безусловно, выполняется, если на объединительной плате применяются везыводные, танталовые конденсаторы.

Наиболее низкочастотный контур (НЧ) образуется паразитными параметрами блочных шин питания – индуктивностью и активным сопротивлением, а также параметрами электролитических конденсаторов – суммарной емкостью и активным сопротивлением электролита. В данном случае ни одним паразитным параметром пренебречь нельзя, т.к. их величина соизмерима с волновым сопротивлением НЧ-контура.

Результирующий переходный процесс представляет собой суперпозицию переходных процессов в каждом из трех контуров. Момент суммирования зависит от алгоритма выполняемой программы.

Таким образом, исходные данные, необходимые для моделирования искажений логических сигналов вследствие влияния конструктивных неоднородностей системы разводки электропитания, можно свести в таблицу электрических параметров конструктивных элементов (табл. 1).



Таблица 1

## Электрические параметры системы электропитания

№	Параметр	Обозначение	Размерность	Значение
1	Форма тока		-	перепад, треугольник
2	Логический перепад	$U_{лог}$	В	0.3; 0.8; 3.0; 5.0
3	Фронт (спад) сигналов	$t_{\phi}$	нс	0; 0.25; 0.5; 1.0; 2.0
4	Количество синфазных сигналов	$N_{сиф}$	шт.	16, 32, 64
5	Внутреннее сопротивление генератора тока	$R_{ог}$ , или $R_{огл}$	Ом	220, 100, 75, 50
6	Емкость печатных слоев питания ячейки	$C_{пл}$	пФ	10000
7	Емкость керамического СМД-конденсатора	$C_{квр}$	мкФ	0.1
8	Индуктивность выводов керамических кон-в	$L_{квр}$	нГ	0.7
9	Количество керамических конденсаторов на МПП	$N_{квр}$	шт.	10, 50, 100, 200
10	Индуктивность пары контактов разъема МПП	$L_{соед}$	нГ	4, 7, 10
11	Количество пар контактов соединителя МПП	$N_{соед}$	шт.	5, 10, 20, 40
12	Емкость СМД электролитического конденсатора	$C_{эл}$	мкФ	47.0; 100.0
13	Активное сопротивление электролита	$R_{эл}$	Ом	0.5
14	Количество электролитических конденсаторов на МПП	$N_{эл}$	шт.	5, 10, 20, 50
15	Индуктивность внешних шин питания	$L_{шин}$	нГ	25, 50
16	Активное сопротивление шин питания	$R_{шин}$	Ом	0.05

## Технология элементной базы и форма тока возбуждения.

Схемотехника и технология элементной базы определяют амплитуду и форму импульсного тока в шинах электропитания.

## Эмиттерно-связанная логика (ECL).

В некоторых микропроцессорах выходные, буферные элементы выполнены по технологии ECL. Цель такого решения – минимизация искажения формы логических сигналов с помощью параллельного согласования волнового сопротивления «длинных» линий связи (рис. 2).

При переключении одного элемента шины «-2В» возникает перепад тока амплитудой  $I = U_{лог}/R_{соед} = 0,8/50 = 16\text{мА}$  с фронтом порядка 2 нс.

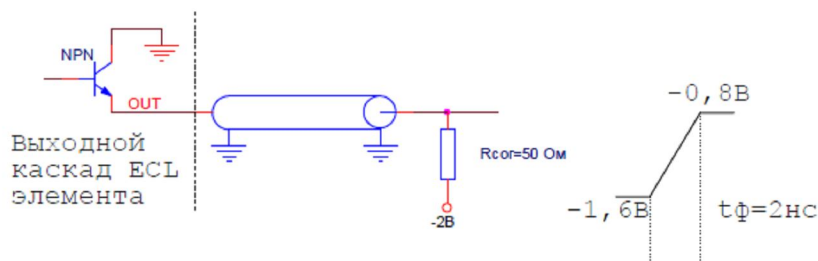


Рис. 2. Механизм формирования перепада тока в шине -2В ECL-элемента

## КМОП – логика

Наиболее распространенной технологией изготовления процессоров является КМОП переключатели, работающие на динамическую нагрузку, что связано в первую очередь со статическим энергосбережением (рис. 3). Форма импульсного тока в шине VCC имеет треугольную форму и с амплитудой, ограниченной сопротивлением открытого канала  $I = U_{лог}/R_{ок} = 5/200 = 25\text{мА}$ , длительностью, равной фронту логического сигнала (1-2) нс.

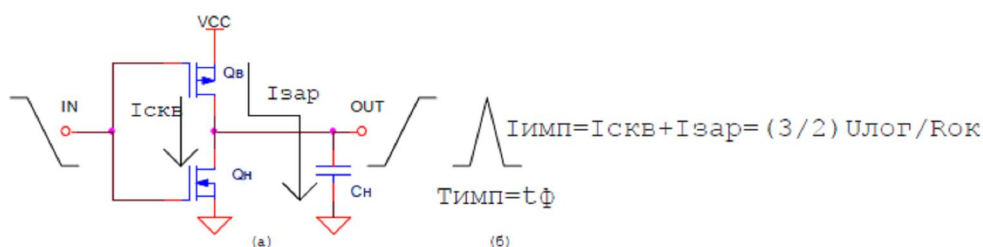


Рис. 3. Механизм формирования импульсного тока в КМОП-ключах

Однако и при использовании КМОП-технологии при проектировании ВПМ существуют схемотехнические решения, приводящие к формированию перепадов тока, например, к каскадам опторазвязки и светодиодной индикации. Перепад импульсного тока КМОП – ключа, работающего на цепочку: светодиод – ограничивающий резистор, составляет (5-10) мА, а также шинные формирователи, работающие на согласованную нагрузку.

**Математические модели шин питания**

**Высокочастотный (ячеечный) контур.**

Операторное выражение (по Лапласу) напряжения в ВЧ – контуре при подаче перепада тока с линейно нарастающим фронтом можно записать в виде:

$$u(p) = i(p) \cdot Z(p) = \frac{I}{t_{\phi}} \cdot \frac{(1 - e^{-pt_{\phi}})}{p^2} \cdot \frac{p}{C(p^2 + p/RC + 1/LC)}$$

После замены переменных выражение для напряжения на контуре принимает вид:

$$\frac{u(p)}{U_{лог}} = \frac{IL}{t_{\phi}} \cdot \frac{\omega_0(1 - e^{-pt_{\phi}})}{p(p^2 + 2\alpha\omega_0 p + \omega_0^2)} = \frac{2\alpha}{t_{\phi}\omega_0} \cdot \frac{\omega_0(1 - e^{-pt_{\phi}})}{p(p - p_1)(p - p_2)}, \tag{1}$$

где вторичные параметры контура:

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{2\pi}{T_0}$  – круговая частота контура без потерь;

$Z_0 = \sqrt{L/C}$  – волновое сопротивление контура без потерь;

$\alpha = Z_0/2R$  – коэффициент затухания контура без потерь;

$IR = U_{лог}$  – величина логического перепада.

**Колебательный режим ( $\alpha < 1$ ).**

При ( $\alpha < 1$ ) корни полинома в знаменателе формулы (1) будут комплексно-сопряженные ( $p_{1,2} = -\alpha\omega_0 \pm j\omega_0\sqrt{1 - \alpha^2}$ ), а форма переходного процесса в ВЧ-контуре до момента окончания фронта возбуждающего тока ( $t < t_{\phi}$ ) описывается оригиналом выражения (1):

$$K_{ампл}(t) = \frac{u(t)}{U_{лог}} = \frac{\alpha T_0}{\pi t_{\phi}} \left[ 1 + \frac{1}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \cdot e^{-2\pi\alpha\frac{t}{T_0}} \cdot \sin\left(2\pi\sqrt{1 - \alpha^2}\frac{t}{T_0} + \pi + \theta\right) \right], \tag{2}$$

где:  $\theta = \arctan(\sqrt{1 - \alpha^2}/\alpha)$ .

Можно показать, что в интервале времени  $0 - t_{\phi}$  напряжение на контуре не изменяет своей полярности и имеет вид затухающих синусоидальных колебаний относительно уровня  $(\alpha T_0)/(\pi t_{\phi})$  с частотой, уменьшенной в  $\sqrt{1 - \alpha^2}$  раз по сравнению с резонансной частотой контура без потерь  $\omega_0$  (рис. 4).

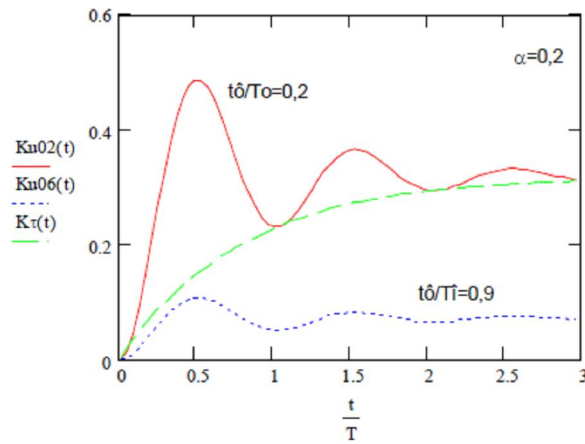


Рис. 4. Реакция параллельного контура на линейно нарастающий ток

Постоянная затухания имеет вид  $\tau_{зат} = 1/\alpha\omega_0 = 2RC$ , следовательно, длительность переходного процесса не зависит от индуктивности контура и составляет около  $3\tau_{зат} = 6RC$ .

При расчете уровня помех в шинах питания наиболее критичными параметрами являются амплитуда ( $U_{пом}$ ) и длительность первой полуволны ( $t_{пом}$ ).

Если первое колебание достигает своего максимума до окончания фронта входного тока, то, приравнявая первую производную выражения (2) к нулю, не трудно определить момент достижения максимального значения:

$$t_{max} = \frac{\pi}{\omega_0\sqrt{1-\alpha^2}} = \frac{T_0}{2\sqrt{1-\alpha^2}},$$

где:  $T_0 = 2\pi\sqrt{LC}$  – период колебаний контура без потерь.

Соответственно, амплитуда помехи при длительных фронтах перепада тока ( $t_\phi > t_{max}$ ) составит (рис. 5):

$$K_{пом} = \frac{U_{пом}}{I_0} = \frac{U_{пом}}{U_{ном}} = \frac{\alpha T_0}{\pi t_\phi} \left( 1 + e^{-\frac{\pi\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}}} \right) \quad (3)$$

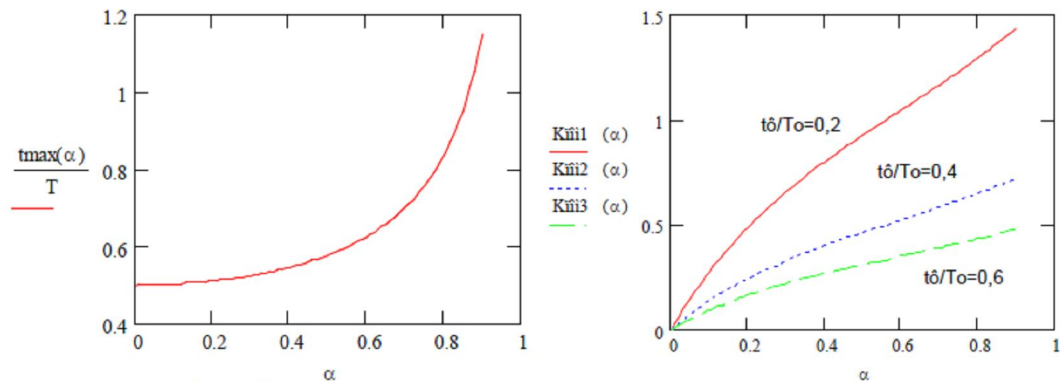


Рис. 5. Зависимость параметров помехи от затухания контура





Зная реакцию контура на линейно нарастающий ток, можно рассчитать переходный процесс в схеме при возбуждении импульсом тока, практически, любой формы.

**а) Реакция контура на перепад тока с конечной длительностью.**

При конечных фронтах перепада тока форма переходного процесса определяется с помощью выражения (2) до окончания фронта, и как разность функций  $K_{\text{лин}}(t > t_{\phi}) = K_{\text{лин}}(t) - K_{\text{лин}}(t - t_{\phi})$  после окончания фронта тока (рис. 6 а).

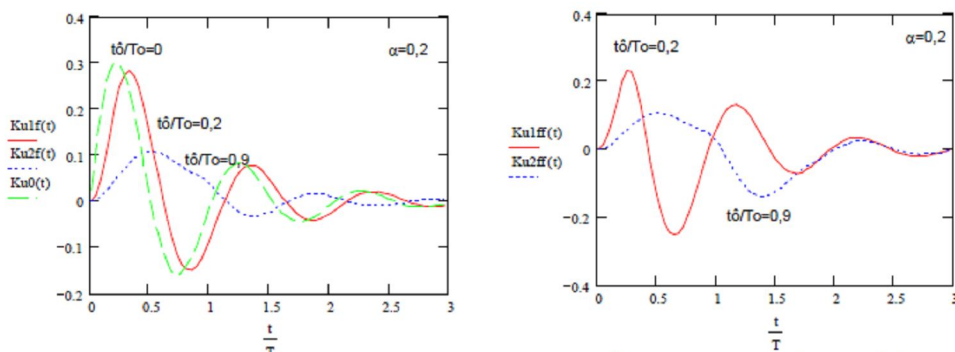


Рис. 6. Реакция параллельного контура на перепад тока с конечной длительностью фронта (а) и импульс тока треугольной формы (в)

С ростом фронта амплитуда первой полуволны падает, а длительность ее растет, причем форма первого колебания существенно отличается от синусоидальной.

При увеличении затухания колебания в схеме существенно ослабевают, и при значении  $\alpha > 0,43$  второй полуволны можно пренебречь.

В рабочей программе анализа переходных процессов цепей электропитания расчет значения амплитуды и длительности помехи ведется итерационно, численным методом.

Расчет амплитуды и длительности помехи по питанию можно упростить при некоторых условиях, часто выполняющихся в реальных схемах:

а) Если  $t_{\phi} \ll t_{\text{лин}} = 1/\alpha\omega_0 = 2RC$  и  $\alpha \ll 1$ , то

$$t_{\text{макс}} \approx t_{\phi}/2 + T_0/4; \quad \frac{U_{\text{макс}}}{U_{\text{ном}}} \approx \frac{\alpha T_0}{\pi t_{\phi}} \times e^{-\pi\alpha(\frac{t_{\phi}}{2} + \frac{T_0}{4})} \times \sin \pi \frac{t_{\phi}}{T_0}$$

В предельном случае ( $t_{\phi} = 0$ ) выражение (3), описывающее форму переходного процесса при однократном возбуждении параллельного контура перепадом напряжения, преобразуется к виду:

$$\frac{u(t)}{U_{\text{ном}}} = \frac{2\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} e^{-\frac{2\pi\alpha t}{T_0}} \sin \frac{2\pi}{T_0} \sqrt{1-\alpha^2} t \tag{4}$$

**б) Реакция параллельного контура на треугольный импульс.**

Форма переходного процесса после окончания фронта, но до окончания импульса, рассчитывается как разность функций:

$$K_{\text{лин}}(t_{\phi} \leq t < 2t_{\phi}) = K_{\text{лин}}(t) - 2K_{\text{лин}}(t - t_{\phi})$$

После окончания действия импульса переходный процесс представляет собой суперпозицию трех функций (рис. 6 б):

$$K_{\text{ли}}(t > 2t_{\phi}) = K_{\text{ли}}(t) - 2K_{\text{ли}}(t - t_{\phi}) + K_{\text{ли}}(t - 2t_{\phi})$$

Особенность воздействия на параллельный контур импульса треугольной формы – размах колебаний после спада может превышать амплитуду первой полуволны, что определяется соотношением фронтов и периода колебаний.





При бесконечно крутом фронте ( $t_{\phi} = 0$ ) амплитуда помехи равна:

$$\frac{U_{\text{пом}}}{U_{\text{ном}}} \approx 2\alpha\beta \left( \frac{\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} \arctan \frac{\sqrt{1-\alpha^2}}{\alpha} \right) \quad (5)$$

При малых потерях ( $\alpha^2 \ll 1$ ) и крутом фронте ( $t_{\phi} = 0$ ):

$$\frac{U_{\text{пом}}}{U_{\text{ном}}} \approx 2\alpha\beta \left( \frac{\pi\alpha}{2} \right)$$

Практический интерес представляет зависимость амплитуды помехи от соотношения длительности фронта и периода колебаний с малыми потерями. Для простоты примем  $\alpha = 0$ .

В случае длинных фронтов ( $t_{\phi}/T_0 \geq 0,5$ ) до момента окончания фронта переходной процесс представляет собой незатухающие косинусоидальные колебания относительно уровня  $IL/t_{\phi}$  амплитудой  $2IL/t_{\phi}$ . Или в относительных единицах амплитуда помехи составит:  $U_{\text{пом}}/Z_0 = T_0/\pi t_{\phi}$ . После окончания фронта на контуре будут наблюдаться незатухающие колебания относительно нулевого уровня амплитудой

$$\frac{U_{\text{пом}}}{Z_0} = \frac{T_0}{\pi t_{\phi}} \left| \sin \frac{\pi t_{\phi}}{T_0} \right|$$

Данные соотношения иллюстрируются на рис. 7. до окончания фронта возбуждающего тока (сплошная линия) и после (пунктирная линия).

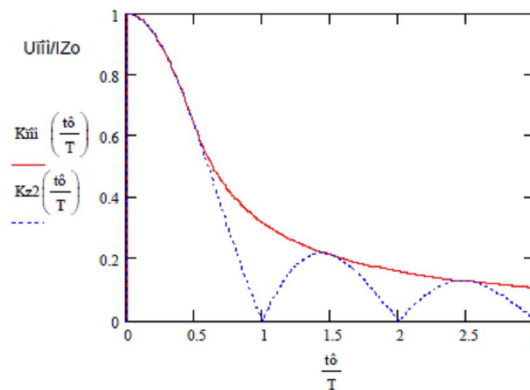


Рис. 7. Зависимость относительной амплитуды помехи от отношения фронта к периоду колебаний в контуре без потерь

При фронте, равном целому числу полувольт ( $t_{\phi}/T_0 = n$ , где  $n = 1, 2, 3 \dots$ ), после окончания фронта колебания вообще **отсутствуют**.

Оценим эффективность емкостного способа «развязки» в контуре без потерь. В отсутствие емкости напряжение на индуктивности при линейно нарастающем фронте равно  $U_{\text{ном}}(C=0) = IL/t_{\phi}$ . Следовательно, коэффициент эффективности емкостной развязки можно записать в виде

$$K_{\text{эф}}(t_{\phi}/T_0 \leq 0,5) = \frac{U_{\text{ном}}(C=0)}{U_{\text{ном}}(C \neq 0)} = \frac{0,8}{\pi t_{\phi}/T_0}, \quad K_{\text{эф}}(t_{\phi}/T_0 > 0,5) = \frac{U_{\text{ном}}(C=0)}{U_{\text{ном}}(C \neq 0)} = 0,5$$

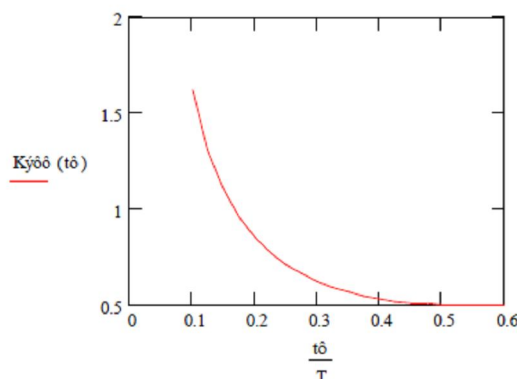


Рис. 8. Зависимость коэффициента эффективности емкостной развязки от соотношения фронта и периода колебаний контура без потерь

График (рис. 8.) показывает, что способ емкостной развязки становится эффективным лишь при коротких фронтах ( $t_0/T_0 < 1/6$ ). Таким образом, если период собственных колебаний контура соизмерим с длительностью фронта возбуждающего тока, единственным эффективным способом уменьшения амплитуды помехи, следует считать уменьшение эквивалентной индуктивности контура путем запараллеливания малогабаритных чип – конденсаторов.

Предложенная методика анализа полной эквивалентной схемы системы электропитания ЭВМ ячейечной конструкции положена в основу программы САПР для моделирования переходного процесса на каждом уровне «развязки» системы электропитания, а также для расчета необходимого количества и номинала блокировочных конденсаторов ячейки.

Воспользоваться полученными выражениями может любой разработчик, имея на вооружении широко распространенные пакеты MachCAD или MATLAB.

### MODELLING OF TRANSIENTS IN TYRES OF POWER SUPPLIES OF HIGH-EFFICIENCY COMPUTERS

**M. A. KOLESNIKOV**  
**A. A. CHEREPNEV**  
**S. M. CHUDINOV**

*Open Society «scientific-research institute of the super COMPUTER»  
Moscow*

*e-mail:  
chudinov@super-computer.ru*

In article the technique of the analysis of system of power supplies of high-efficiency COMPUTERS by criteria of preservation of integrity of logic signals is offered.

Key words: power supplies Tyres, an inphase pulse current, logic elements, technology of element base, transients, a spectrum of information signals, noise immunity, configuration density, "outcome" condensers.