



МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ШИН ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНЫХ ЭВМ

М. А. КОЛЕСНИКОВ¹⁾

А. А. ЧЕРЕПНЕВ²⁾

С. М. ЧУДИНОВ¹⁾

¹⁾ *ОАО «Научно-исследовательский институт суперЭВМ», г. Москва*

e-mail:

Kolesnikov@super-computer.ru

e-mail:

chudinov@super-computer.ru

²⁾ *ОАО «Научно-исследовательский институт вычислительных комплексов им. М.А. Карцева», г. Москва*

e-mail: hradio@mail.ru

В статье предлагается методика проектирования 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».

Для аппаратуры высокопроизводительных ЭВМ ячеечной конструкции характерно импульсное потребление тока. Причем, форма импульсного тока может иметь как треугольную форму, так и форму перепада с конечной длительностью фронта.

Для компенсации паразитной индуктивности элементов конструкции используются безвыводные керамические и танталовые «развязывающие» конденсаторы.

При синфазном переключении логических элементов на шинах питания генерируются радиоимпульсы с частотами равными собственной резонансной частоте трех контуров, соответствующих каждой ступени «развязки»:

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

Задача разработчика – с помощью подбора конструктивных параметров системы разводки электропитания, обеспечить уровень паразитных колебаний не более (3-5)% от логического перепада.

Высокочастотный (ячеечный) контур

Порядок периода собственных колебаний высокочастотного контура составляет приблизительно 10 нс и соизмерим с задержкой между двумя соседними уровнями комбинационной логики (~4 нс). Таким образом, наиболее вероятным режимом возбуждения ВЧ контура является двух ступенчатый (за один полупериод колебаний успевают переключиться 2-3 уровня логики).

Для обеспечения оптимальных параметров ВЧ контура желательно исключить возможность сложения колебаний сгенерированных от соседних уровней логики, а также, исключить возможность усиления колебаний при периодическом переключении элементов с тактовой частотой машины.



Возможность резонанса исключается при корректном выборе емкости слоев питания печатной платы ячейки, обеспечивающей полное затухание переходного процесса за длительность такта $\tau_{\text{макс}} \geq 3\tau_{\text{зам}} = 6RC$:

$$C_{\text{пл}} \leq \tau_{\text{макс}} N_{\alpha} / 6R_{\alpha}$$

где: N_{α} и R_{α} – количество и номинал активных резисторов, это могут быть согласующие резисторы, сопротивление открытого канала, токоограничивающие резисторы и др.

Однако, емкость платы не должна быть слишком низкой. Во избежание влияния собственной индуктивности слоя питания на работу контура, волновое сопротивление пары слоев питания и «земли» должно быть , по крайней мере на порядок меньше волнового ВЧ контура.

Используя известные соотношения $Z_0 = \sqrt{L/C} = l_{\text{МПП}} \sqrt{\epsilon_r} / C_{\text{сб}} C$, при диэлектрической проницаемости МПП, равной $\epsilon_r = 8,5$ и $C_{\text{сб}} = 3 \cdot 10^9 \text{ м/сек}$, находим:

$$C_{\text{пл}}(n\Phi) \geq \frac{\tau_{\text{Ф}}^2 N_{\text{кф}}^2 l_{\text{МПП}}^2 (м^2)}{L_{\text{кфр}}(нГ) + L_{\text{отв}}(нГ)}$$

где: $l_{\text{МПП}}$ – максимальный линейный размер МПП;

$L_{\text{отв}}$ – индуктивность пары сквозных отверстий;

$L_{\text{кфр}}$ – индуктивность фильтрующего чип – конденсатора;

$N_{\text{кфр}}$ – количество чип – конденсаторов в ячейке.

При соблюдении этого неравенства величина помехи не зависит от распределения конденсаторов по площади печатной платы.

Влияние соседнего уровня логики на суммарную величину помехи исключается при корректном выборе периода собственных колебаний контура с помощью подбора общего количества фильтрующих конденсаторов на плате.

Сложения колебаний от соседних уровней логики не происходит, если полупериод собственных колебаний контура равен средней задержке между двумя уровнями логики т.е. $\frac{\tau_{\text{Ф}}}{T_0} = 0,5$. Откуда, оптимальное количество фильтрующих конденсаторов можно рассчитать по формуле:

$$N_{\text{кфр}} = \frac{\pi^2 (L_{\text{отв}} + L_{\text{кфр}}) C_{\text{пл}}}{\tau_{\text{Ф}}^2}$$

Очевидно, при выборе количества слоев питания предпочтение должно отдаваться одному слою. Однако, при больших статических токах падение напряжения на слое питания может превысить допустимое значение (обычно перекося питания по слою не должен превышать 1%).

Решением проблемы может служить разделение высокочастотной и низкочастотной частей подводки питания с помощью накладных шин.

В настоящее время, в документации на чип резисторы индуктивность контактов не приводится. В табл. 1 даны расчетные и экспериментальные значения индуктивности керамических конденсаторов измеренные импульсным методом.

Зная реакцию контура на линейно нарастающее напряжение (1) можно рассчитать амплитуду помехи при любой форме тока возбуждения.

$$K_{\text{шн}}(\tau) = \frac{u(\tau)}{U_{\text{ккз}}} = \frac{\alpha T_0}{\pi \tau_{\text{Ф}}} \left[1 + \frac{1}{\sqrt{1-\alpha^2}} \cdot e^{-2\pi\alpha \frac{\tau}{T_0}} \cdot \sin \left(2\pi\sqrt{1-\alpha^2} \frac{\tau}{T_0} + \pi + \theta \right) \right] \text{ при } \alpha < 1 \quad (1)$$

где вторичные параметры контура:

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



$Z_0 = \sqrt{L/C}$ – волновое сопротивление контура без потерь;
 $\alpha = Z_0/2R$ – коэффициент затухания контура без потерь;
 $IR = U_{лог}$ – величина логического перепада.

Таблица 1

Индуктивность выводов керамических чип-конденсаторов

Типоразмер чип конденсатора по EIA	Номинальная емкость, мкФ	Размеры (LxW) мм	$L_{рас}$ (нГ)	$L_{изм}$ (нГ)
0603	0.01	1,6x0,8	0,48	0,39
0805	0.1	2,0x1,25	0,63	0,7
1210	1.0	3,2x2,5	1,43	1,45

При конечных фронтах перепада тока форма переходного процесса определяется с помощью выражения (1) до окончания фронта, и как разность функций после окончания фронта тока (рис.1 а):

$$K_{\text{линт}}(t > t_{\phi}) = K_{\text{линт}}(t) - K_{\text{линт}}(t - t_{\phi}) \quad (2)$$

Реакция параллельного контура на треугольный импульс.

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

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

После окончания действия импульса переходной процесс представляет собой суперпозицию трех функций:

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

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

Критический режим режим ($\alpha = 1$).

Корни характеристического уравнения становятся действительными и равны $-\omega_0$. До окончания фронта переходной процесс монотонно возрастает до уровня $T_0/\pi \cdot t_{\phi} = L/t_{\phi}$:

$$K_{\text{линт}}(t) = \frac{u(t)}{U_{лог}} = \frac{T_0}{\pi t_{\phi}} \left[1 - e^{-\frac{2\pi t}{T_0}} \left(1 + \frac{2\pi}{T_0} t \right) \right]$$

Максимум переходного процесса в критическом режиме всегда наблюдается после окончания фронта импульса, а сам процесс описывается выражением (2) (рис. 1 б).

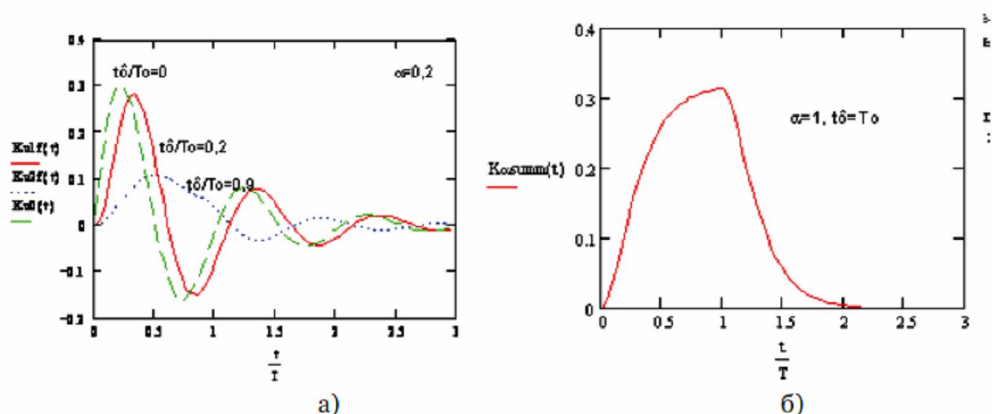


Рис. 1. Переходной процесс в параллельном контуре в аperiodическом (а) и критическом режиме (б)



В предельном случае критического режима, при $t_{\phi} = 0$ переходной процесс описывается выражением:

$$K_{\text{лин}}(t) = \frac{u(t)}{U_{\text{лог}}} = \frac{4\pi}{T_0} e^{-2\pi \frac{t}{T_0}}$$

Приравнивая первую производную нулю, находим момент наступления максимального значения передаточной характеристики:

$$t_{\text{max}} = T_0/2\pi.$$

Соответственно, амплитуда при нулевом фронте помехи составит:

$$\frac{U_{\text{пом}}}{U_{\text{лог}}} = 2/\alpha, \text{ т.е. около } 73\% \text{ от амплитуды логического перепада.}$$

Апериодический режим режим ($\alpha > 1$).

Эффективность работы «развязывающих» конденсаторов в контуре с апериодической переходной характеристикой существенно ниже, чем в контуре с колебательной характеристикой. Однако апериодических контуров представляет интерес при проектировании цепей, в которых колебательный режим не приемлем, например, из-за связанных с ним резонансных явлений.

Переходной процесс в апериодическом контуре при линейно нарастающем напряжении накачки описывается выражением:

$$K_{\text{лин}}(t) = \frac{u(t)}{U_{\text{лог}}} = \frac{\alpha T_0}{\pi t_{\phi}} \left\{ 1 - \frac{e^{-2\pi \alpha \frac{t}{T_0}}}{2\sqrt{\alpha^2 - 1}} \left[\frac{e^{2\pi \sqrt{\alpha^2 - 1} \frac{t}{T_0}}}{(\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1})} - \frac{e^{-2\pi \sqrt{\alpha^2 - 1} \frac{t}{T_0}}}{(\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1})} \right] \right\}.$$

После окончания фронта переходной процесс определяется выражением (2).

Передаче ВЧ помехи на вход приемника

При определении коэффициента передачи высокочастотной помехи на входы логических элементов необходимо рассматривать две эквивалентные схемы (Рис. 2) в зависимости от электрической длины линии связи до элемента – приемника. Покажем, что и в том и другом случае результат будет, примерно, одинаковым: $K_{\text{пер}}=0,5$.

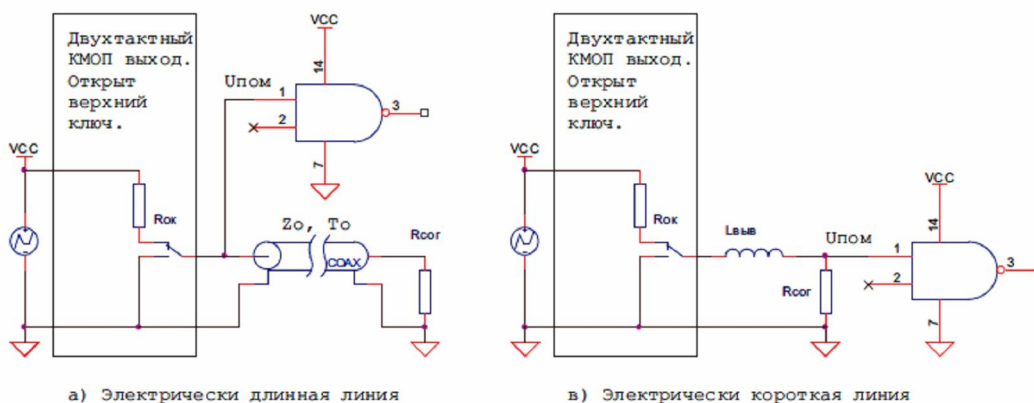


Рис. 2. Эквивалентные схемы для пересчета помехи питания на вход схемы-приемника

Если двойная задержка в сигнальной линии связи больше полупериода колебаний на шине питания, то коэффициента передачи ВЧ помехи на вход элемента можно рассчитать по формуле обычного, резистивного делителя:



$$K_{пер} = \frac{1}{1 + R_{ок}/Z_0} = 0,5.$$

В электрически коротких линиях связи при расчете коэффициента передачи ВЧ помехи на вход ЛЭ необходимо учитывать индуктивный характер выходного импеданса выводов БИС.

Индуктивность выводов БИС лежит в диапазоне (5-7) нГ. В рабочем диапазоне частот ВЧ контура (~100 МГц) индуктивное сопротивление примерно равно волновому (50 Ом), соответственно и коэффициент передачи останется таким же (0,5).

Разъемный контур

Для анализа переходных процессов в разъемном контуре применимы уравнения, полученные в предыдущем разделе для высокочастотного (ячеечного) контура, при соответствующей замене реактивных параметров контура: $L=L_{соед}/N_{соед}$, $C=C_{кер} \cdot N_{кер}$. Суммарная емкость керамических конденсаторов ячейки служит для «развязки» индуктивности запараллеленных пар пинания и «земли» разъемного соединителя.

Если устройство проектируется только с использованием КМОП логики без согласующих резисторов, «раскачки» СЧ – контура не происходит, т.к. длительность импульсного тока возбуждения треугольной формы значительно меньше собственного периода колебаний контура.

В реальных устройствах применение согласующих резисторов неизбежно (шинные формирователи, интерфейсные передатчики, длинные линии и др.), что обуславливает наличие импульсного, возбуждающего тока в виде перепада.

В этом случае, основным фактором, определяющим величину импульсного тока, является соотношение между синфазно и парафазно переключающимися логическими элементами ячейки (модуля), а также вероятность их переключения в течение **нескольких тактов**. Суммарный перепад тока пропорционален разности количества элементов переключаемых из 0 в 1 и количества элементов переключаемых из 1 в 0.

Определение точного количественного соотношения между разнополярными переключениями является чисто комбинаторной задачей и в объем данной работы не входит.

Близким к реальному, является соотношение, когда разность включаемых и выключаемых вентилях составляет 40% от общего количества согласующих резисторов. Такая ситуация характерна для ячеек содержащих входной регистр и 2-3 уровня логики, для ячеек начальных уровней «дерева» сумматоров в устройстве умножения.

В многоконтактных соединителях эквивалентную индуктивность разъема не удастся обеспечить ниже (5-30) нГ. При таком значении индуктивности питающих контактов разъема период собственной частоты СЧ – контура на много превосходит период тактовой частоты проектируемого вычислителя. Следовательно, всегда можно написать тест, по которому ток в некоторой части согласующих сопротивлений данной ячейки будет переключаться с частотой равной периоду собственных колебаний контура.

Таким образом, суммарный импульсный ток ячейки может явиться причиной резонансного режима работы контура. В свою очередь, резонансный режим работы исключает возможность уменьшения помехи питания за счет варьирования реактивных параметров контура, т.к. коэффициент помехи в резонансном режиме в диапазоне $\alpha = (0 + 1)$ существенно не меняется и составляет от 60% до 70% от логического перепада.

Резонансный режим.

При коротких фронтах ($t_{ф} \rightarrow 0$), форма переходного процесса в контуре описывается выражением:

$$\frac{u(t)}{U_{из}} = \frac{2\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} e^{-\frac{R_{ок}t}{T_D}} \sin \frac{2\pi}{T_D} \sqrt{1-\alpha^2} t.$$

Соответственно, максимум n -ой полуволны наступает в момент времени:

$$t_{\max} = \frac{T_D}{2\pi\sqrt{1-\alpha^2}} \left(\arctan \frac{\sqrt{1-\alpha^2}}{\alpha} + \pi n \right), \quad \text{где } n=1,2,3...$$

Заменяя $t = t_{\max}$, получим амплитудное значение n -ой полуволны:



$$\frac{U_{\text{помех}}}{U_{\text{двз}}} = 2\alpha e^{\left(\frac{\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} \arctan \frac{\sqrt{1-\alpha^2}}{\alpha}\right)} e^{-\frac{\alpha t m}{\sqrt{1-\alpha^2}}}$$

Выражение перед второй экспонентой представляет собой значение относительной амплитуды помехи при однократном возбуждении контура перепадом тока с нулевым фронтом (5).

Если контур возбуждается бесконечной последовательностью прямоугольных импульсов со скважностью 2 и частотой равной резонансной частоте контура $f_{\text{рез}} = \sqrt{1-\alpha^2}/T_0$, происходит суммирование колебаний сгенерированных от разных фронтов, а амплитуду максимальной помехи можно записать в виде:

$$\frac{U_{\text{помехрез}}}{U_{\text{двз}}} = 2\alpha e^{\left(\frac{\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} \arctan \frac{\sqrt{1-\alpha^2}}{\alpha}\right)} \sum_{n=0}^m e^{-\frac{\alpha t n}{\sqrt{1-\alpha^2}}}$$

где: $m = [q\sqrt{1-\alpha^2}/\pi\alpha]$ – число незатухающих полувольт;

q – значение постоянных времени, при котором переходной процесс затухает.

Практически, $n+1$ полувольтной можно пренебречь уже при $q=3$, тогда $m \approx [\sqrt{1-\alpha^2}/\alpha]$.

Как было показано выше при треугольной форме возбуждения (КМОП логика или ТГЛ) «раскачки» разъемного контура не происходит.

Если же применяется схемотехника с согласованными или демпфированными линиями связи наиболее вероятным режимом работы разъемного контура является резонансный.

Значение коэффициента передачи СЧ помехи по питанию на вход логического элемента непосредственно зависит от типа применяемой логики.

При совместном использовании на одной ячейке КМОП элементов и мощных шинных формирователей работающих на согласованные линии связи коэффициент передачи помехи по питанию на выход двухтактного выходного каскада равен 1, что неприемлемо.

Радикальное решение проблемы проникновения разъемной составляющей помехи питания на входы логических элементов лежит в области логической схемотехники. Мощные, интерфейсные приемо-передатчики должны выноситься на отдельную **ячейку передачи данных**.

Можно показать, что в этом случае, коэффициент передачи разъемной составляющей помехи питания на вход приемника не превысит 10%.

При параллельном согласовании выходным каскадом драйвера длинной линии в большинстве случаев является эмиттерный повторитель с выходным сопротивлением порядка $R_{\text{эл}}=5$ Ом. Соответственно, коэффициент передачи составит: $K_{\text{пер}} = R_{\text{эл}}/(R_{\text{эл}} + R_{\text{соед}}) = 1/10$.

Несмотря на слабую зависимость помехи от реактивных параметров контура, увеличение суммарной емкости керамических конденсаторов ячейки оказывается целесообразным по двум причинам:

во-первых, резко снижается амплитуда помехи при одиночных возбуждениях ($C \rightarrow \infty, \alpha \rightarrow 0$ и $K \rightarrow 0$);

во-вторых, растет время наступления максимума переходного процесса: $t_{\text{max}} = \frac{\pi}{\omega_0 \sqrt{1-\alpha^2}} = \frac{T_0}{2\sqrt{1-\alpha^2}}$. Но чем больше тактов укладывается в длительность помехи,

тем больше вероятность переключения ЛЭ в противоположное состояние, а следовательно, уменьшается вероятность возникновения резонансного режима.

Чрезмерное увеличение суммарной емкости конденсаторов ячейки также не желательно, т.к. в этом случае на величине разъемной составляющей помехи начинает сказываться влияние последовательного, паразитного сопротивления электроли-



тических конденсаторов. Практическое значение суммарной емкости ячейки лежит в диапазоне (5-8) мкФ.

Низкочастотный (панельный) контур

При прохождении перепада тока по цепочке ВЧ-СЧ-НЧ контуров происходит «завал» фронта импульсного сигнала, значение, которого необходимо знать для точного расчета амплитуды помехи на объединительной панели и коэффициента передачи ее на вход логического элемента.

Панельный контур возбуждается током, прошедшим через контакты соединителя ячейки. Следовательно, зная форму напряжения на разъемном контуре можно определить форму тока возбуждающего НЧ контур:

$$i(t) = \frac{1}{L} \int u(t) dt,$$

Откуда получим выражение для описания формы тока на входе НЧ контура:

$$\frac{i(t)}{I} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\alpha^2}} e^{-\alpha\omega_0 t} \sin\left(\omega_0 \sqrt{1-\alpha^2} t + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\alpha^2}}{\alpha}\right).$$

Данная функция носит немонотонный характер, но фронт тока можно оценить величиной обратной максимальной крутизне функции $i(t)$:

$$t_{\phi} = 1 / \left| \frac{di(t)}{dt} \right|.$$

При этом предполагают, что t_{ϕ} – время, в течении которого функция $i(t)$ возросла бы от 0 до установившегося значения, если бы скорость была постоянной и максимальной:

$$t_{\phi} = \frac{T_0}{2\pi} \frac{\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} \left(\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\alpha^2}}{\alpha} \right)$$

В контуре с малыми потерями ($\alpha \ll 1$), выражение для расчета фронта упрощается:

$$t_{\phi} = \frac{T_0}{2\pi} e^{\alpha \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right)} \approx \frac{T_0}{6}.$$

Особенностями панельного контура являются наличие дополнительных потерь в активном сопротивлении электролитов и сопротивлении накладных шин подводки электропитания.

Напряжение на контуре при подаче перепада тока с нулевым фронтом в операторной форме можно записать в виде:

$$u(p) = i(p)Z(p) = I \frac{R R_C}{R + R_C} \times \frac{(p^2 + \gamma p + \beta)}{p(p^2 + 2\alpha\omega_0 p + \omega_0^2)} \quad (3)$$

$$\text{где: } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{R+R_L}{R+R_C}}; \quad \gamma = \frac{R_L}{L} + \frac{1}{R_C} = \frac{1}{\tau_L} + \frac{1}{\tau_C}; \quad \beta = \frac{R_L}{L} + \frac{1}{R_C C} = \frac{1}{\tau_L} + \frac{1}{\tau_C}$$

$$Z_0 = \frac{L}{C}; \quad \alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{Z_0}{R} + \frac{R_C}{Z_0} + \frac{R_L}{Z_0} + \frac{R_C R_L}{R Z_0} \right) / \sqrt{\left(1 + \frac{R_C}{R}\right) \left(1 + \frac{R_L}{R}\right)}.$$

Коэффициент затухания α , как и раньше, определяет характер переходного процесса на колебательный ($\alpha < 1$) и аperiodический ($\alpha \geq 1$).

Форма переходного процесса в НЧ контуре описывается оригиналом выражения (3):

$$\frac{u(s)}{U_{\text{воз}}} \left(1 + \frac{R_{\text{эл}}}{R}\right) = \frac{\beta}{\omega_0} - \sqrt{\frac{\left[\left(1 - \frac{\beta}{\omega_0}\right) + \alpha \left(\frac{\gamma}{\omega_0} - 2\alpha\right)\right]^2 + (1-\alpha^2) \left(\frac{\gamma}{\omega_0} - 2\alpha\right)^2}{1-\alpha^2}} \times e^{-\alpha\omega_0 t} \sin\left(\omega_0 \sqrt{1-\alpha^2} t + \theta - \varphi\right),$$

$$\text{где: } \theta = \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\alpha^2}}{\alpha}; \quad \varphi = \tan^{-1} \frac{\sqrt{1-\alpha^2}}{\alpha + (1-\beta/\omega_0^2) / (\gamma/\omega_0 - 2\alpha)}$$

Характер переходного процесса трех обобщенных параметров контура: α , γ/ω_0 , β/ω_0 , которые, в свою очередь, определяются соотношением между первичными параметрами контура Z_0 , R_L , R_C :



$$\frac{\gamma}{\omega_0} = \left(\frac{R_L}{\omega_0} + \frac{Z_0}{R_C} \right) \sqrt{\frac{R+R_C}{R+R_L}} \quad \frac{\beta}{\omega_0} = \frac{1+R/R_C}{1+R/R_L}$$

В начальный момент переходного процесса наблюдается скачок напряжения на последовательном сопротивлении электролитов, зашунтированных активным сопротивлением ячейки при постоянном потреблении тока: $u(t=0) = U_0 = IRR_C/(R + R_C)$. Развивающиеся затем колебания затухают до установившегося значения – падение напряжения на активном сопротивлении накладных шин: $u(t = \infty) = U_{уст} = IRR_L/(R + R_L)$ с периодом $T = T_0/\sqrt{1 - \alpha^2}$.

Суммарный импульсный ток ячеек блока возбуждает шинный контур объединительной платы, проектирование, которого начинается с расчета индуктивности и омического сопротивления шины подводящей напряжение от ВИП к ячейкам.

В колебательном режиме максимальная амплитуда помехи всегда больше установившегося значения напряжения. Причем, стремление снизить уровень переменной составляющей до установившегося значения приводит к непропорционально большому росту числа электролитических конденсаторов.

Для получения приемлемого значения низкочастотной составляющей суммарной помехи (3-5)% от величины логического перепада на входе ЛЭ, необходимо, чтобы $U_{уст}$ с учетом коэффициента передачи помехи на вход схемы – приемника $K_{пер} = 0,1$ было, по крайней мере, в два раза меньше переменной составляющей помехи: $K_{уст} \times K_{пер} \sim 2\%$. Используя выражение для $U_{уст}$, находим:

$$R_L \leq \frac{R_{пол}}{\left(\frac{N_{вч}}{N_{сст}} \times K_{уст} \times K_{пер} - 1 \right) N_{вч} N_{сст}}$$

где: $\frac{N_{вч}}{N_{сст}}$ – соотношение активных к общему числу согласующих резисторов одной ячейки (~0,4);

$N_{вч}$ – общее количество ячеек блока.

Очевидно, при высокой плотности оборудования ($N_{вч} N_{сст} \approx 3200$), дальнейшее расположение ВИП недопустимо. Источники питания должны располагаться в непосредственной близости от блока.

При известном расстоянии между ВИП и блоком можно определить минимально допустимое сечение токопроводящих шин: $S = 2l\rho/R_L$, где ρ – удельное сопротивление материала шины.

При расчете индуктивности шин питания необходимо учитывать скин-эффект при протекании тока по проводнику т.е. индуктивность является параметром частотно-зависимым.

Индуктивность мощной коаксиальной шины с внутренним и внешним диаметрами d и D можно оценить по формуле:

$$L = L_{внут} + L_{внеш} = \frac{18,8}{\sqrt{f(\text{Гц})}} \left(\frac{1}{d(\text{мм})} + \frac{1}{D(\text{мм})} \right) + 0,2 \ln \frac{D}{d} [\text{мкГ/м}].$$

На рабочей частоте контура 2 кГц частотно зависимая составляющая даже превосходит вторую составляющую.

Сравнивая работу ВЧ и НЧ контуров с одинаковыми параметрами можно заключить, что паразитное, омическое сопротивление электролитов проявляется вдвое-тройное на работе панельного контура.

При малом количестве электролитов, помеха в НЧ контуре равна скачку напряжения на параллельном сопротивлении ($R_{эл} \parallel R_0$) и намного превосходит помеху в ВЧ контуре с аналогичными реактивными параметрами (работа емкости электролита – неэффективна). Работа емкости электролита начинает проявляться только при $R_{эл} \leq Z_0$. Исходя из этого соотношения, можно определить минимально необходимое количество электролитических конденсаторов с параметрами каждого $R_{эл}$ и $C_{эл}$:

$$N_{мин} = R_{эл}^2 C_{эл} / L$$



При таком количестве электролитов форма помехи имеет плоскую часть, а амплитуда помехи на входе пассивного ЛЭ составит:

$$K_{\text{помех}} = \frac{0,1N_{\text{эл}}}{N_{\text{эл}}(1 + R_{\text{эл}}N_{\text{эл}}/R_{\text{сч}}N_{\text{эл}}N_{\text{сч}})}$$

Однако, такая величина коэффициента помехи, часто оказывается недопустимо большой и требуется дальнейшее увеличение количества электролитов. При этом, последовательное сопротивление электролитов оказывает положительное влияние на эффективность развязки (помеха оказывается меньше, чем в ВЧ контуре с аналогичными, реактивными параметрами).

При нулевом фронте и малом уровне помех ($U_{\text{помех}}/U_{\text{сиг}} \leq 0,3$) коэффициент помехи линейно зависит от коэффициента затухания контура и равен его удвоенному значению. Задаваясь допустимым значением помехи, можно рассчитать необходимое количество электролитов на объединительной плате с блочной шиной индуктивностью L :

$$N_{\text{эл}} = \frac{LN_{\text{сч}}^2N_{\text{ВЧ}}^2}{R_{\text{сч}}^2C_{\text{ВЧ}}K_{\text{помех}}^2K_{\text{пер}}^2}$$

Коэффициент передачи помехи на вход ЛЭ, как и в СЧ контуре равен 0,1.

В табл. 23 приведены экспериментальные данные танталовых чип конденсаторов в зависимости от номинала.

Таблица 2

Активное сопротивление танталовых чип-конденсаторов

Номинал, мкФ	33	68	100
$R_{\text{эл}}$, Ом	0,6	0,4	0,2

С ростом емкости сопротивление падает, что объясняется увеличением проводящей поверхности положительного электрода.

Описание алгоритма программы анализа цепей питания (ПАЦП)

Основной задачей программы **Analysis Power** является, обеспечение математической базы для оптимизации конструктивно-технологических параметров цепей электропитания ЭВМ включая:

- Емкость слоев питания и «земли» базового конструктива ячейки;
- Количество и номинал фильтрующих конденсаторов базового модуля;
- Количество пар контактов питания и «земли» разъемного соединителя;
- Количество и номинал электролитических конденсаторов на объединительной панели.

Программа позволяет моделировать переходные процессы развивающиеся на шинах электропитания импульсных устройств в режиме осциллографа, а также степень их влияния на задержку и помехозащищенность сигнальных линий передачи.

Графический интерфейс информирует разработчика о вероятной величине и длительности помехи по цепям электропитания.

Программа построена по блочному принципу по количеству вероятных контуров проектируемого устройства. Каждый блок может работать независимо друг от друга. Такое построение программы позволяет анализировать цепи электропитания устройств, как ячеечной, так и модульной конструкции, включая моноплатный конструктив.

Все три модуля имеют, примерно, одинаковую структуру (рис. 3):

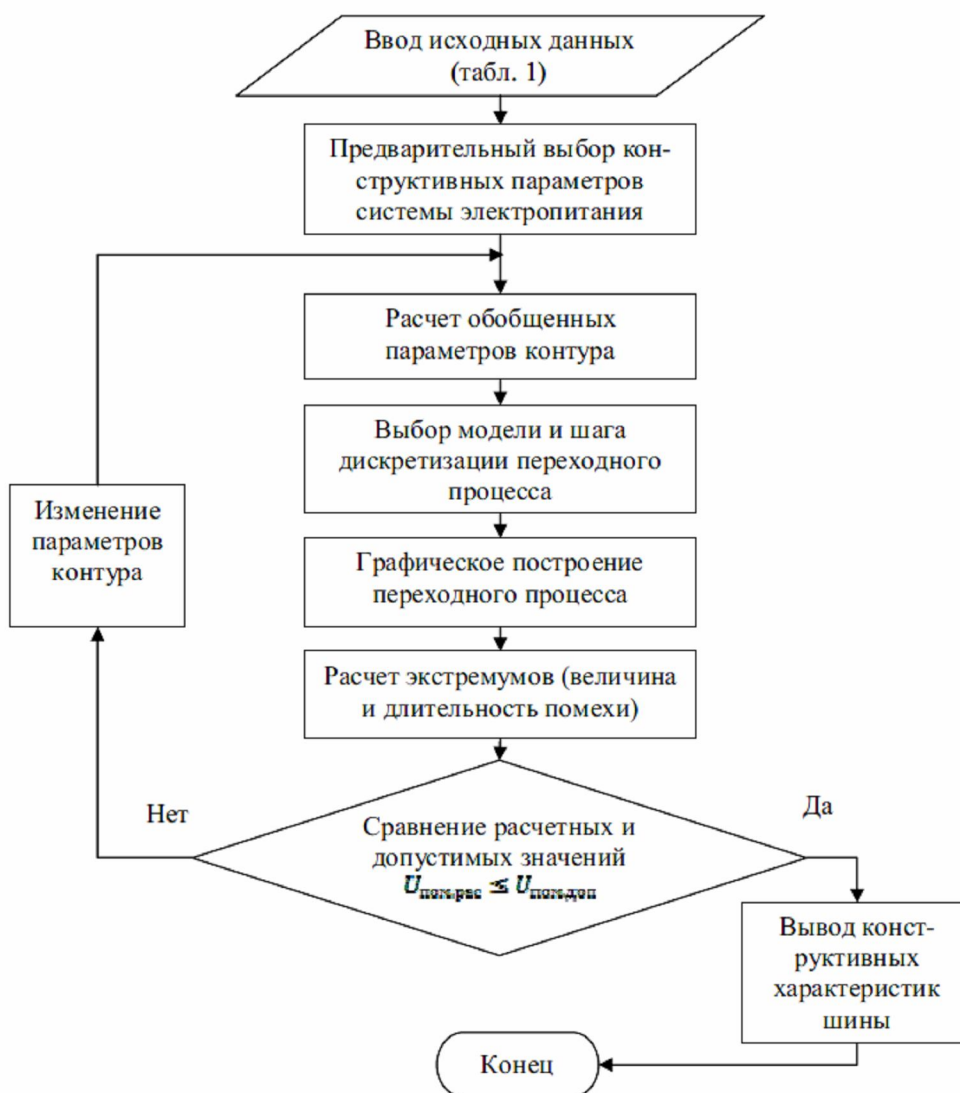


Рис. 3. Блок-схема процедуры анализа переходных процессов в цепях питания цифровых устройств

Предложенная методика конструирования, а также методика анализа переходных процессов цепей питания на разных конструктивных уровнях прошли успешную апробацию при разработке шин электропитания многопроцессорного вычислительного комплекса «Эльбрус-2».

Литература

1. Ломанов Г.И., Дердунович Л.В. «Электрическая развязка логических микросхем» Тезисы докладов Республиканской н-т конференции «Помехи в цифровой технике – 78», Вильнюс, 1978 г.



2. Городин Е.М., Колесников М.А. «Соединители для многослойных печатных плат высокопроизводительных систем», Вопросы радиоэлектроники, серия ЭВТ, М., 1983 г.

THE METHOD OF DESIGNING HIGH-PERFORMANCE TIRES POWER TIONAL COMPUTER

M. A. KOLESNIKOV¹

A. A. CHEREPNEV²

S. M. CHUDINOV¹

¹*Open Society «scientific research institute of the super COMPUTER», Moscow*

e-mail: Kolesnikov@super-computer.ru

e-mail: chudinov@super-computer.ru

²*Open Society «scientific research institute VK of M.A. Kartsev», Moscow*

e-mail: hradio@mail.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.