Pipelined-Flash A/D 转换电路参量的裕度函数*

陶 瓦
(重庆师范大学 数学与计算机科学学院,重庆 400047)

摘 要 推出了 A/D 转换量化界面的电路连续参量 V_{mj}、K、ΔV_{jt} 和 $V_{jt\min}$ 4 者的上、下裕度函数,建立极限裕度的数学模型,提出在满足整体极限裕度的前提下,追求整体电路最低成本之下的稳定的难题。

关键词 :电路参量裕度函数;极限裕度数学模型
中图分类号 :TB114.3 文献标识码 :A 文章编号 :1672-6693(2006)03-0049-05

The Function Degree of Redundancy of Pipelined-Flash A/D

TAO Wa
(College of Mathematics and Computer Science, Chongqing Normal University, Chongqing 400047, China)

Abstract :The upper and lower function degrees of redundancy of circuit continuous parameter V_{mj}、K、ΔV_{jt} and $V_{jt\min}$ in the A/D interface, are applied in this article to set up utmost-degree of redundancy of precision design model. Bring forward the solution of the difficult problem :Under the satisfaction of overall utmost-degree of redundancy, seek and carry out the stabilization of the lowest cost.

Key words :function degree of redundancy ;utmost-degree of redundancy A/D mathematics model

1 电路参量偏离理想匹配状态与 $ERR_{\frac{100n}{m}\%}(\lambda_{\text{center }T}, n)$ 离散点域的演化规律

1.1 V_{mj} 单独偏离对于 $ERR_{\frac{100n}{m}\%}(\lambda_{\text{center }T}, n)$ 离散点域演化的分析

分别以误差比率增量函数 ΔERR_{dn} 和 ΔERR_{dj} 对 V_{mj} 求偏导得[1]

$$\frac{\partial\Delta ERR_{dn}}{\partial V_{mj}} = \left(\left(\frac{2KV_{jt\min} + \left(1+\frac{1}{S}\right)V_{mj} + \left(\frac{m}{S}-1\right)K\Delta V_{jt}}{2V_{in\min} + \left(\frac{1}{m}+1\right)(V_{in\max}-V_{in\min})}\right)\frac{S(V_{in\max}-V_{in\min})}{V_{mj}\cdot m} - 1\right)'_{V_{mj}} = -\left(\frac{2SKV_{jt\min} + (m-S)K\Delta V_{jt}}{2mV_{in\min}(V_{in\min}-V_{in\min})^{-1} + m + 1}\right)\frac{1}{V_{mj}^2}$$

$$\frac{\partial\Delta ERR_{dj}}{\partial V_{mj}} = (S(1-V_{mj}^{-1}K\Delta V_{jt}) + \Delta ERR_{dn})_{v_{mj}} = \frac{SK\Delta V_{jt}}{V_{mj}^2} - \frac{\partial\Delta ERR_{dn}}{\partial V_{mj}} = \left(SK\Delta V_{jt} - \frac{2SKV_{jt\min} + (m-S)K\Delta V_{jt}}{2mV_{in\min}(V_{in\max}-V_{in\min})^{-1} + m + 1}\right)\frac{1}{V_{mj}^2}$$

偏导之比为

$$\frac{\dfrac{\partial\Delta ERR_{dj}}{\partial V_{mj}}}{\dfrac{\partial\Delta ERR_{dn}}{\partial V_{mj}}} = \left.\frac{\partial\Delta ERR_{dj}}{\partial\Delta ERR_{dn}}\right|_{V_{mj}} = 1 - \frac{SK\Delta V_{jt}}{\dfrac{2SKV_{jt\min} + (m-S)K\Delta V_{jt}}{2m\dfrac{V_{in\max}}{V_{in\max}-V_{in\min}} + m + 1}}$$

代入理想匹配不定方程组 $\dfrac{V_{in\min}}{V_{in\max}-V_{in\min}} = \dfrac{SKV_{jt\min}}{mV_{mj}}$ 和 $V_{mj} = K\Delta V_{jt}$,演化为

---

* 收稿日期 :2005-03-01
作者简介 :陶瓦(1954-),男,江苏南京人,高级实验师,研究方向为计算机硬件。

$$\frac{\partial\Delta ERR_{dj}}{\partial\Delta ERR_{dn}}\bigg|_{V_{mj}}=1-\frac{SV_{mj}}{\dfrac{2SKV_{jt\min}+(m-S)V_{mj}}{\dfrac{2SKV_{jt\min}}{V_{mj}}+m+1}}=1-S\frac{2SKV_{jt\min}+(m+1)V_{mj}}{2SKV_{jt\min}+(m-S)V_{mj}}<1-S<0$$

对 V_{mj} 的偏导之比说明:若 V_{mj} 单独偏差变化将导致 ΔERR_{dn} 和 ΔERR_{dj} 两者从理想匹配时的零值分别以相反的极性进行非零演变,而且在两者的同时演变中 ΔERR_{dj} 变化率的绝对值将始终比 ΔERR_{dn} 要快 $S-1$ 倍以上,即有 $0>1-S>\dfrac{\Delta ERR_{dj}}{\Delta ERR_{dn}}$ 的定量关系成立。其结论是:V_{mj} 单独脱离理想匹配将使 $ERR_{\frac{100n}{m}\%}(\lambda_{\text{center }T},n)$ 的离散点域分布从零轴(n 轴)上 $1\sim m$ 区间的一条水平重叠直线演化过渡到参考文献[2]状态图中的第10或第11类形式,离散点域的正(上)、负(下)最劣点将交替地落在 S 点和 $m-S+1$ 点上。

1.2 K 和 ΔV_{jt} 两者单独偏离对 $ERR_{\frac{100n}{m}\%}(\lambda_{\text{center }T},n)$ 离散点域演化的分析

由于 K 和 ΔV_{jt} 两者单独偏离所导致离散点域演化出来的最劣点分布类型与对 V_{mj} 的分析结论相同,故两者的偏导分析过程省略。

1.3 $V_{jt\min}$ 单独偏离对 $ERR_{\frac{100n}{m}\%}(\lambda_{\text{center }T},n)$ 离散点域演化的分析

以段间增量函数 ΔERR_{dj} 和对 $V_{jt\min}$ 求偏导,由于函数中的 $S(1-V_{mj}^{-1}K\Delta V_{jt})$ 项被视作常量,偏导函数 $\dfrac{\partial\Delta ERR_{dj}}{\partial V_{jt\min}}=(S(1-V_{mj}^{-1}K\Delta V_{jt})+\Delta ERR_{dn})_{V_{jt\min}}=\dfrac{\partial\Delta ERR_{dn}}{\partial V_{jt\min}}$,这说明:若只有 $V_{jt\min}$ 单独偏差,则将导致 ΔERR_{dn} 和 ΔERR_{dj} 从理想匹配时的零值,以相同正负极性和相等变化率 $\Delta ERR_{dn}=\Delta ERR_{dj}$ 进行等值的非零演变。在这种情况之下,将使得 $ERR_{\frac{100n}{m}\%}(\lambda_{\text{center }T},n)$ 的离散点域分布从零轴(n 轴)上 $1\sim m$ 区间的一条水平重叠直线演化过渡到参考文献[2]状态图中的第2或第3类形式。离散点域的正(上)、负(下)最劣点将交替地落在1点和 m 点上。到此,可总结出 V_{mj}、K、ΔV_{jt} 和 $V_{jt\min}$ 4者的偏导分析结论如下:

1) V_{mj}、K 和 ΔV_{jt} 3者单独偏离作用使离散点域产生出来的最劣点为 S 点和 $m-S+1$ 点,而 $V_{jt\min}$ 单独偏离作用使离散点域产生出来的最劣点为1点和 m 点。

2) V_{mj}、K、ΔV_{jt} 和 $V_{jt\min}$ 4者各自偏离所引起的正、负最劣点界限,最终都将在电路整体误差比率的精度控制指标 $\pm50\%\sim\pm100\%$ 之间,各以某种裕度形式的百分率定量形式体现出来。从整体精度设计角度可预先给 V_{mj}、K、ΔV_{jt} 和 $V_{jt\min}$ 4者分别估算指定 $\pm\beta_1$,$\pm\beta_2$,$\pm\beta_3$,$\pm\beta_4$($0<|\beta_1|,|\beta_2|,|\beta_3|,|\beta_4|\leqslant0.5$),并将作为4种变量各自的上、下裕度估算界线,再根据前面对4者的偏导分析结论,分别对 V_{mj}、K 和 ΔV_{jt} 3种变量取 S 点和 $m-S+1$ 点为最劣点、对 $V_{jt\min}$ 取第1和 m 点为最劣点,便可对这4者的单独偏差进行上、下裕度误差估算控制。

为区别满足于理想匹配状态的4种电路变量表示符号:V_{mj}、K、ΔV_{jt} 和 $V_{jt\min}$,引入8种新符号:$V_{mj\text{ top}}$、K_{top}、$\Delta V_{jt\text{ top}}$、$V_{jt\min\text{ top}}$ 和 $V_{mj\text{ bottom}}$、K_{botton}、$\Delta V_{jt\text{ bottom}}$、$V_{jt\min\text{ bottom}}$ 分别作为满足于理想4者的上(top)、下(bottom)裕度函数。在下面的推导中,各种新裕度函数符号将分别取代最劣点(n)处的误差比率 $ERR_{\frac{100n}{m}\%}(\lambda_{\text{center }T},n)$ 函数关系式原相关位置处的理想匹配参量。

2 新变量的裕度函数关系

理想匹配 V_{mj} 取值大于零,偏离之后的上极限 $V_{mj\text{ top}}$ 必然大于 V_{mj}(即有 $\varepsilon>0$ 存在,使得 $V_{mj\text{ top}}=V_{mj}+\varepsilon>V_{mj}$)。因此用 $V_{mj\text{ top}}$ 取代段内增量函数 ΔERR_{dn} 中理想的 V_{mj} 值以后,根据 $m>S$ 及其两者 $\dfrac{m}{S}\geqslant2>1+\dfrac{1}{S}$ 的固有关系,判断 $\Delta ERR_{dn}\Big|_{V_{mj\text{ top}}}$ 中的第一项

$$\frac{2KV_{jt\min}+\left(1+\dfrac{1}{S}\right)(V_{mj}+\varepsilon)+\left(\dfrac{m}{S}-1\right)K\Delta V_{jt}}{\left(2V_{in\min}+\left(\dfrac{1}{m}+1\right)(V_{in\max}-V_{in\min})\right)}\frac{S(V_{in\max}-V_{in\min})}{(V_{mj}+\varepsilon)m}<1$$ 成立,即 ΔERR_{dn} 将由理想的零值

演变为非零的 $\Delta ERR_{dn}\Big|_{V_{mj\,\mathrm{top}}} = \dfrac{2KV_{jt\min} + \left(1+\dfrac{1}{S}\right)(V_{mj}+\varepsilon) + \left(\dfrac{m}{S}-1\right)K\Delta V_{jt}}{\left(2V_{in\min} + \left(\dfrac{1}{m}+1\right)(V_{in\max}-V_{in\min})\right)} \dfrac{S(V_{in\max}-V_{in\min})}{(V_{mj}+\varepsilon)m} - 1 < 0$

同理，根据对 V_{mj} 偏导分析的结论，也将使 ΔERR_{dj} 由理想的零值演变为非零而且正负相反，$\Delta ERR_{dj}\Big|_{V_{mj\,\mathrm{top}}} > (1-S)\Delta ERR_{dn}\Big|_{V_{mj\,\mathrm{top}}} > 0$，其离散点域的分布类型将归于参考文献[2] 状态图中的第 11 类，第 S 点为负最劣点、第 $m-S+1$ 点为正最劣点。此时，若分别设定正、负最劣点处的正、负百分额度的裕度独霸系数控制量（$\pm\beta_1\times 100\%$），便可依据误差比率标量函数通式 $ERR_{\frac{100n}{m}\%}(\lambda_{\mathrm{center}\,T}, n)$ 列出正、负最劣点裕度控制平衡方程

$$ERR_{\frac{100S}{m}\%}(\lambda_{\mathrm{center}\,T}, S)\Big|_{V_{mj\,\mathrm{top}}} = -\beta_1\times 100\% \tag{1}$$

$$ERR_{\frac{100(m-S+1)}{m}\%}(\lambda_{\mathrm{center}\,T}, m-S+1)\Big|_{V_{mj\,\mathrm{top}}} = +\beta_1\times 100\% \tag{2}$$

同理，当用 $V_{mj\,\mathrm{bottom}}$ 取代 V_{mj}，其离散点域的分布类型将归于参考文献[2] 状态图中的第 10 类，第 S 点为正最劣点、第 $m-S+1$ 点为负最劣点。正、负最劣点之处的裕度控制平衡方程为

$$ERR_{\frac{100S}{m}\%}(\lambda_{\mathrm{center}\,T}, S)\Big|_{V_{mj\,\mathrm{bottom}}} = +\beta_1\times 100\% \tag{3}$$

$$ERR_{\frac{100(m-S+1)}{m}\%}(\lambda_{\mathrm{center}\,T}, m-S+1)\Big|_{V_{mj\,\mathrm{bottom}}} = -\beta_1\times 100\% \tag{4}$$

误差比率函数为[3]

$$ERR_{\frac{100n}{m}\%}(\lambda_{\mathrm{center}\,T}, n) = \frac{\left(S+1+\dfrac{2SKV_{jt\min}}{V_{mj}}+\dfrac{(m-S)K\Delta V_{jt}}{V_{mj}}\right)\left(V_{in\min}+\dfrac{(V_{in\max}-V_{in\min})}{m}n\right)}{2V_{in\min}+\left(\dfrac{1}{m}+1\right)(V_{in\max}-V_{in\min})} -$$
$$S\mathrm{floor}\left(\frac{S}{n}\mathrm{floor}\left(\frac{n}{S}\right)\right) - \mathrm{mod}(n,S) - \frac{SK}{V_{mj}}\left(V_{jt\min}+\Delta V_{jt}\mathrm{floor}\left(\frac{n-1}{S}\right)\right)$$

式中分别代入 $n=S$ 和 $n=m-S+1$，简化 floor() 和 mod() 函数项，得到两种最劣点函数通式为

$$ERR_{\frac{100S}{m}\%}(\lambda_{\mathrm{center}\,T}, S) =$$
$$\frac{(S+1+(2SKV_{jt\min}+K\Delta V_{jt}(m-S))V_{mj}^{-1})(V_{in\min}+(V_{in\max}-V_{in\min})m^{-1}S)}{2V_{in\min}+(m^{-1}+1)(V_{in\max}-V_{in\min})} - S - KV_{jt\min}SV_{mj}^{-1}$$

$$ERR_{\frac{100(m-S+1)}{m}\%}(\lambda_{\mathrm{center}\,T}, m-S+1) =$$
$$\frac{(S+1+(2SK\Delta V_{jt\min}+K\Delta V_{jt}(m-S))V_{mj}^{-1})(V_{in\min}+(V_{in\max}-V_{in\min})m^{-1}(m-S+1))}{2V_{in\min}+(m^{-1}+1)(V_{in\max}-V_{in\min})} - 1 -$$
$$(SKV_{jt\min}+K\Delta V_{mj}(m-S))V_{mj}^{-1}$$

保留 V_{mj} 不动，对两通式中常量系数进行单字符简化，令

$$A_1 = 2SKV_{jt\min}+K\Delta V_{jt}(m-S);\ A_2 = S+1;\ A_3 = \frac{V_{in\min}+(V_{in\max}-V_{in\min})m^{-1}S}{2V_{in\min}+(m^{-1}+1)(V_{in\max}-V_{in\min})};$$

$$A_4 = KV_{jt\min}S;\ A_5 = \frac{V_{in\min}+(V_{in\max}-V_{in\min})m^{-1}(m-S+1)}{2V_{in\min}+(m^{-1}+1)(V_{in\max}-V_{in\min})};\ A_6 = SKV_{jt\min}+K\Delta V_{jt}(m-S)$$

这样最劣点 S 和 $m-S+1$ 处的函数通式简化为

$$ERR_{\frac{100S}{m}\%}(\lambda_{\mathrm{center}\,T}, S) = (A_2+A_1V_{mj}^{-1})A_3 - S - A_4V_{mj}^{-1} \tag{5}$$

$$ERR_{\frac{100(m-S+1)}{m}\%}(\lambda_{\mathrm{center}\,T}, m-S+1) = (A_2+A_1V_{mj}^{-1})A_5 - 1 - A_6V_{mj}^{-1} \tag{6}$$

用 $V_{mj\,\mathrm{top}}$ 和 $V_{mj\,\mathrm{bottom}}$ 分别替换通式中的 V_{mj}，则(1) ~ (4) 式依据(5)、(6) 式展开为

$$ERR_{\frac{100S}{m}\%}(\lambda_{\mathrm{center}\,T}, S)\Big|_{V_{mj\,\mathrm{top}}} = (A_2+A_1V_{mj\,\mathrm{top}}^{-1})A_3 - S - A_4V_{mj\,\mathrm{top}}^{-1} = -\beta_1$$

$$ERR_{\frac{100(m-S+1)}{m}\%}(\lambda_{\text{center }T},m-S+1)\Big|_{V_{mj\text{ top}}}=(A_2+A_1V_{mj\text{ top}}^{-1})A_5-1-A_6V_{mj\text{ top}}^{-1}=\beta_1$$

$$ERR_{\frac{100S}{m}\%}(\lambda_{\text{center }T},S)\Big|_{V_{mj\text{ bottom}}}=(A_2+A_1V_{mj\text{ bottomp}}^{-1})A_3-S-A_4V_{mj\text{ bottom}}^{-1}=\beta_1$$

$$ERR_{\frac{100(m-S+1)}{m}\%}(\lambda_{\text{center }T},m-S+1)\Big|_{V_{mj\text{ bottom}}}=(A_2+A_1V_{mj\text{ bottom}}^{-1})A_5-1-A_6V_{mj\text{ bottom}}^{-1}=-\beta_1$$

到此推出 V_{mj} 的上、下裕度函数表达式为

$$\Delta V_{mj\text{ top}}=\frac{A_1A_3-A_4}{S-A_2A_3-\beta_1}=\frac{A_6-A_1A_5}{A_2A_5-1-\beta_1},\Delta V_{mj\text{ bottom}}=\frac{A_1A_3-A_4}{S-A_2A_3+\beta_1}=\frac{A_6-A_1A_5}{A_2A_5-1+\beta_1}$$

同理可以分析推导 K_{top}、$\Delta V_{jt\text{ top}}$、$V_{jt\text{ min top}}$、K_{bottom}、$\Delta V_{jt\text{ bottom}}$ 和 $V_{jt\text{ min bottom}}$ 如下：

$$K_{\text{top}}=\frac{S-A_2A_3+\beta_2}{A_3A_7-A_8}=\frac{A_2A_5-1+\beta_2}{A_9-A_5A_7},K_{\text{bottom}}=\frac{S-A_2A_3-\beta_2}{A_3A_7-A_8}=\frac{A_2A_5-1-\beta_2}{A_9-A_5A_7}$$

$$\Delta V_{jt\text{ top}}=\frac{A_{12}-A_3A_{10}+\beta_3}{A_3A_{11}}=\frac{A_5A_{10}-A_{13}+\beta_3}{A_{11}(1-A_5)},\Delta V_{jt\text{ bottom}}=\frac{A_{12}-A_3A_{10}-\beta_3}{A_3A_{11}}=\frac{A_5A_{10}-A_{13}-\beta_3}{A_{11}(1-A_5)}$$

$$V_{jt\text{ min top}}=\frac{A_{14}A_{16}-1+\beta_4}{A_{15}(1-2A_{16})}=\frac{m-A_{14}A_{17}+\beta_4}{A_{15}(2A_{17}-1)},V_{jt\text{ min bottom}}=\frac{A_{14}A_{16}-1-\beta_4}{A_{15}(1-2A_{16})}=\frac{m-A_{14}A_{17}-\beta_4}{A_{15}(2A_{17}-1)}$$

上面6式中常量系数 $A_7\sim A_{17}$ 的表达式为

$$A_7=2SV_{jt\text{ min}}V_{mj}^{-1}+\Delta V_{jt}V_{mj}^{-1}(m-S),A_8=V_{mj}^{-1}V_{jt\text{ min}}S$$

$$A_9=SV_{jt\text{ min}}V_{mj}^{-1}+\Delta V_{jt}V_{mj}^{-1}(m-S),A_{10}=S+1+2SKV_{jt\text{ min}}V_{mj}^{-1}$$

$$A_{11}=KV_{mj}^{-1}(m-S),A_{12}=S+KV_{jt\text{ min}}V_{mj}^{-1}S$$

$$A_{13}=1+KV_{jt\text{ min}}V_{mj}^{-1}S,A_{14}=m+1,A_{15}=SKV_{mj}^{-1}$$

$$A_{16}=\frac{V_{in\text{ min}}+(V_{in\text{ max}}-V_{in\text{ min}})m^{-1}}{2V_{in\text{ min}}+(m^{-1}+1)(V_{in\text{ max}}-V_{in\text{ min}})},A_{17}=\frac{V_{in\text{ min}}+(V_{in\text{ max}}-V_{in\text{ min}})}{2V_{in\text{ min}}+(m^{-1}+1)(V_{in\text{ max}}-V_{in\text{ min}})}$$

$A_1\sim A_{17}$ 表达式中的电路参量和外指标常数的取值满足理想不定方程组

$$\begin{cases}V_{mj}-K\Delta V_{jt}=0\\V_{in\text{ max}}SKV_{jt\text{ min}}-V_{in\text{ min}}SKV_{jt\text{ min}}-V_{in\text{ min}}mV_{mj}=0\end{cases}$$

而不定方程组满足以下限定条件：1) $m>S\geqslant 2$ 且 m 和 S 为正整数，同时 m 与 S 为整除关系，分段数 $W=\frac{m}{S}\geqslant 2$ 成立；2) $V_{in\text{ max}}>V_{in\text{ min}}>0$；3) $V_{mj}>\Delta V_{jt}>0$，$V_{jt\text{ min}}>0$，$K>0$。

3 4种极限裕度的精度设计数学模型

根据上、下裕度函数表达式，当各自裕度百分系数 β_1、β_2、β_3 和 β_4 分别取值为 ±0.5，各自对电路整体裕度实行正、负范围相加的全额独霸，同时再与其它3者的理想匹配值相配合时，便可分别建立起如下4种电路参量的极限裕度精度设计数学模型：1) $V_{mj\text{ top}}$、$V_{mj\text{ bottom}}$ 与 K、ΔV_{jt}、$V_{jt\text{ min}}$，2) K_{top}、K_{bottom} 与 V_{mj}、ΔV_{jt}、$V_{jt\text{ min}}$，3) $V_{jt\text{ top}}$、$V_{jt\text{ bottom}}$ 与 V_{mj}、K、$V_{jt\text{ min}}$，4) $V_{jt\text{ min top}}$、$V_{jt\text{ min bottom}}$ 与 V_{mj}、K、ΔV_{jt}。

该类模型具有如下特征：分别取 β_1、β_2、β_3 和 β_4 的值为 ±0.5 的本质是 V_{mj}、K、ΔV_{jt} 和 $V_{jt\text{ min}}$ 4者的正、负裕度分别为 +50% 和 −50%，绝对值相加完全占据一个 Flash-A/D 转换 bit 位电压范围 $\left(\pm0.5\Leftrightarrow\pm\frac{V_{mj}}{2S}\Leftrightarrow\left|\frac{V_{mj}}{S}\right|\right)$ 时，所构成的裕度极限独霸状态。此时，在其四元函数的偏导方向性上将不再准许其余的3者有理想匹配状态的偏差，多元函数的偏导方向性的概念见参考文献[4]。

4 Pipelined-Flash A/D 转换电路精度可靠性设计面临的难题

依据理想匹配不定方程组分时段并行(Pipelined-Flash) A/D 转换电路的全体参量早就确立起了定量计算的理想基准。根据本文推出的极限裕度设计模型，给4种电路变量建立起可定量计算的上、下极限范围。然而，就分时段并行(Pipelined-Flash) A/D 转换电路最终整体完美稳定的精度设计而言，依据极限裕度设计模

型,仅是摆脱了可望而不可及的理想匹配状态,进入定量计算实用电路设计的起步阶段。运用该类模型来进行定量设计,即在电路整体的 ±0.5(即将分时段并行(Pipelined-Flash)A/D 转换电路整体的误差比率控制在 $\pm 50\% \Leftrightarrow \pm \frac{V_{mj}}{2S} \Leftrightarrow \left|\frac{V_{mj}}{S}\right|$ 的范围内,确保无相邻 bit 位误差的 Flash-A/D 转换实现)稳定性前提下,仅得到 4 种电路变量单独偏离理想匹配状态各自不可逾越的上下极限警戒线,处在悬崖边上定量设计不可能达到电路整体精度可靠性要求。依据推出的上、下裕度函数表中的 $\pm\beta_1$, $\pm\beta_2$, $\pm\beta_3$, $\pm\beta_4$ 4 者分别来进行定量设计,还将面临着给 4 者进行重新裕度分配估算问题:随着 A/D 电路误差比率 ±50% ~ ±100% 整体上、下极限的确定,若要达到整体精度设计的稳定,则 4 种电路变量的裕度系数绝对值必须重新缩小,在 $0 < |\beta_1|, |\beta_2|, |\beta_3|, |\beta_4| < 0.5$ 正纯小数范围之内(结合多元函数各变量偏导的方向性[4]),重新进行 4 者上、下裕度份额分配与其方向性相互作用的定量估算调整。可见,这种定量估算调整将是多次反复重新分配,其计算量十分繁重,最终可得到多种实例性的设计定量模型。然而必将遗留是否达到离散点域最大分布的优化设计的疑问——在精度与成本这对矛盾中如何取得最佳平衡。追究其源,正是由于 ΔERR_{dn} 和 ΔERR_{dj} 两种四元函数的非线性本质阻挡所致。

因此,如何探索由 4 种裕度份额广义性的正确份额与方向匹配构成可推广的整体稳定性,并在此前提下再去完成追求最大离散点域分布达到最低成本的优化设计工作,决不是以传统的多元线性叠加就能轻易解决的问题。探索该难题的数学本质将涉及到一系列非线性系统规划与泛函分析[5]领域的知识。

参考文献:

[1] 陶瓦. 分时段并行(Pipelined-Flash)A/D 转换误差比率函数的性质[J]. 师范学院学报(自然科学版),2000,17(3):44-50.
[2] 陶瓦. Pipelined-Flash A/D 转换误差分布规律[J]. 重庆师范大学学报(自然科学版),2005,22(1):31-34.
[3] 陶瓦. 分时段并行(Pipelined-Flash)A/D 转换误差分析[J]. 重庆师范学院学报(自然科学版),2000,17(1):43-49.
[4] 曹定华,罗汉. 多元分析基础[M]. 北京:科学出版社,2001.
[5] 胡适耕. 应用泛函分析[M]. 北京:科学出版社,2003.

(责任编辑　欧红叶)