

谐振逆变器的等效小参量法分析

王崇武, 任章, 李宏

(西北工业大学 航海工程学院, 陕西 西安 710072)

摘要:根据谐振逆变器的等效小参量法分析方法的基本思路和求解过程,将该分析方法推广到谐振直流环节逆变器(resonant DC link inverter)中,得出了各个阶次的解析表达式。该方法具有计算过程简单和准确度高的优点,结果证明了该方法的正确性。

关键词:谐振;逆变器;等效小参量;开关函数

中图分类号:O322 **文献标识码:**A **文章编号:**1000-274 X (2003)03-0272-05

等效小参量法^[1]是一种精度高而且分析过程简单的符号分析方法,适用于强非线性高阶系统的分析,符号分析方法已经成功地应用于直流 DC-DC 变换器拓扑,其中文献[2,3]将该方法用于电流连续模式(CCM)工作和非连续模式(DCM)工作 PWM 变换器。本文进一步将等效小参量法推广于谐振直流环节逆变器。谐振直流环节逆变器是以前高的开

关频率和高的变换效率而有望成为下一代变换器。

1 串联谐振直流环节逆变器模型

串联谐振直流环节逆变器基本拓扑如图 1 所示。其中 L_r 和 C_r 为谐振电感和谐振电容。

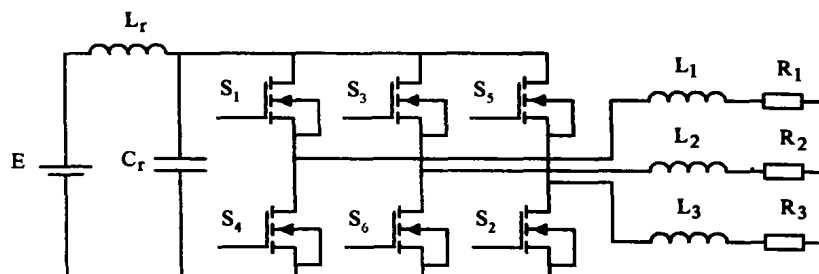


图 1 串联谐振直流环节逆变器原理图

Fig. 1 Schematic of series resonant DC link inverter

为了分析其稳态输出特性,取出其中一相进行分析,因而将图 1 所示的逆变器简化为图 2 所示^[4,5]。其中 R 为谐振电感的等效阻抗, L_2 和 R_2 为串联感性负载, δ 为等效开关,在图 1 所示的逆变器当中,用一个桥臂的上下两个功率器件同时导通来等效得到图 2 中的 δ ,图 2 中的开关 δ' 表示当 δ 开通后,把电路的后半部分短路掉,等效于把后半部分断开,相当于有一个开关在起作用,该开关与 δ 互补通断。开关 δ 导通为 L_r 提供谐振初始能量, δ 断开,则

L_r 和 C_r 谐振,当 C_r 谐振到零时,为桥臂功率开关管创造了在 0 电压条件下换向的条件。为了实现谐振回零,在每个周期的开始, δ 导通为 L_r 提供初始电流,因而谐振开关 δ 仅仅在谐振电容上的电压接近于 0 时导通。设开关函数 δ 定义为

$$\delta = \begin{cases} 1, & (0 < t \leq t_1), \\ 0, & (t_1 < t \leq T). \end{cases} \quad (1)$$

其中 T 为开关周期。 δ' 与 δ 互补通断,所以 $\delta' = 1 - \delta$,开关函数 δ 的占空比定义为 $D = \frac{t_1}{T}$ 。

收稿日期:2002-10-05

基金项目:航空第一集团公司科学基金资助项目(00E53038);武器装备预研基金资助项目(5140105010HK0314)

作者简介:王崇武(1972-),男,山西临沂人,西北工业大学博士生,从事电力电子、电力自动化研究。

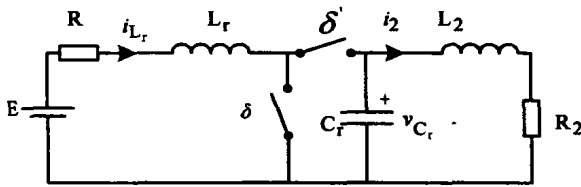


图 2 串联谐振直流环节逆变器等效电路

Fig. 2 equivalent circuit of series resonant DC link inverter

电路的微分方程为

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + Ri_{Lr} + v_{Cr} - \delta v_{Cr} = V_s, \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} + i_2 - i_{Lr} + \delta i_{Lr} = 0, \\ L_2 \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 - v_{Cr} = 0. \end{cases} \quad (2)$$

· 设状态向量 $x = [i_{Lr} \quad v_{Cr} \quad i_2]^T$, $P = \frac{d}{dt}$, 则状态方程为

$$\begin{bmatrix} P + \frac{R}{L_r} & \frac{1}{L_r} & 0 \\ -\frac{1}{C_r} & P & \frac{1}{C_r} \\ 0 & -\frac{1}{L_2} & P + \frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lr} \\ v_{Cr} \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

把式(3)简写成如下的形式

$$G_1(p)x + G_2(p)f = u, \quad (4)$$

其中 $f = \delta x$. (5)

$u = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T$ 状态方程为输入向量, $G_1(p)$ 和 $G_2(p)$ 为系数矩阵。

2 等效小参量法分析原理

令 $f_s = \frac{1}{T}$, $\tau = 2\pi f_s t$, 因为 δ 是周期函数, 所以可以用傅立叶级数表示为

$$\delta = b_0 + \sum_{m=1}^{\infty} [b_m e^{jm\tau} + \bar{b}_m e^{-jm\tau}]. \quad (6)$$

其中 \bar{b}_m 是 b_m 的共轭复数, 而 $b_0 = D$, $b_m = (\alpha_m - j\beta_m)/2$, $\alpha_m = \sin(2Dm\pi)/m\pi$, $\beta_m = (1 - \cos(2Dm\pi))/m\pi$. 设

$$x = x_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \epsilon^i x_i, \quad (7)$$

$$f = f_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \epsilon^i f_i, \quad (8)$$

其中 $\epsilon = 1$, 不是小量, 而是小量的标记^[3], 因要求状态向量 x 的周期解, 故和可以用傅立叶级数表示为

$$x_0 = \sum_{n \in E_0} x_{n0} = \alpha_{00} + \sum [\alpha_{n0} e^{jn\tau} + \bar{\alpha}_{n0} e^{-jn\tau}]; \quad (9a)$$

$$x_i = \sum_{n \in E_{ir}} x_{ni} = \alpha_{0i} + \sum [\alpha_{ki} e^{jn\tau} + \bar{\alpha}_{ki} e^{-jn\tau}]. \quad (9b)$$

其中 E_0 为主振荡频率分量的集合, 由谐振直流环节的物理性质决定^[2]. 对于谐振直流环节逆变器的电压和电流来说, 其主要分量为直流, 在此可以选取 $E_0 = \{0\}$, E_{ir} 是 x_i 的频率集合, 由求解过程逐步确定. 令

$$\delta = \delta_0 + \sum_{i=1}^{\infty} \epsilon^i \delta_i; \quad (10a)$$

且可以令

$$\delta_0 = b_0 + b_1 e^{j\tau} + \bar{b}_1 e^{-j\tau}; \quad (10b)$$

$$\delta_i = b_{2i} e^{j2i\tau} + b_{2i+1} e^{-j(2i+1)\tau} + C.C. \quad (10c)$$

其中 $C.C$ 表示共轭部分. 将式(9,10)代入式(5)并于式(8)比较得

$$f(x_0) = f_0 = f_{0m} + R_1; \quad (11a)$$

$$f(x_i) = f_i = f_{im} + R_{i+1}. \quad (11b)$$

用傅立叶级数可以表示为

$$f_{0m} = \sum_{n \in E_0} \varphi_{n0} = d_{00} + \sum (d_{n0} e^{jn\tau} + \bar{d}_{n0} e^{-jn\tau}); \quad (12a)$$

$$f_{im} = \sum_{n \in E_{ir}} \varphi_{ni} = d_{0i} + \sum (d_{ki} e^{jn\tau} + \bar{d}_{ki} e^{-jn\tau}); \quad (12b)$$

$$R_i = \sum_{n \in E_{ir}} u_{n0} = U_{0i} + \sum (U_{ki} e^{jn\tau} + \bar{U}_{ki} e^{-jn\tau}). \quad (12c)$$

式中 d_{00}, d_{0i} 和 U_{0i} 是直流分量. f_{0m} 的频谱与 x_0 相同, 因此 f_{0m} 是 f_0 的主要分量, 其频率集合为 E_0 . 同理 f_{im} 是 f_i 的主要分量, 其频率集合为 E_{ir} . d_{k0} 是 α_{k0} 的非线性函数, R_1 包含了其他高次谐波, 比 f_{0m} 的阶次高, 故式(11)可以写为

$$f_0 = f_{0m} + \epsilon R_1; \quad (13a)$$

$$f_i = f_{im} + \epsilon R_{i+1}. \quad (13b)$$

所以, 把式(13)代入式(8)得

$$f = (f_{0m} + \epsilon f_{1m} + \epsilon^2 f_{2m} + \dots) + (\epsilon R_1 + \epsilon^2 R_2 + \dots). \quad (14)$$

将式(7,14)代入式(4), 并令两边的系数分别相等, 得到如下的方程组

$$G_1(p)x_0 + G_2(p)f_{0m} = u; \quad (15a)$$

$$G_1(p)x_1 + G_2(p)f_{1m} = -G_2(p)R_1; \quad (15b)$$

$$G_1(p)x_2 + G_2(p)f_{2m} = -G_2(p)R_2; \quad (15c)$$

.....

式(15a)称为主振荡瞬态方程,用于确定主振荡解,其余的称为修正方程,用于求解高次谐波及其修正项。

3 用等效小参量法分析谐振直流环节逆变器

对于图2所示的谐振直流环节逆变器具有低通滤波的性质,故求解 x_0, x_1 和 x_2 已经足够了,显然 x_0 的主要分量是直流,即 $E_0 = \{0\}$ 。设

$$x_0 = a_{00} = [I_{Lr00} \quad V_{Cr00} \quad I_{200}]^T, \quad (16)$$

其中 $I_{Lr00}, V_{Cr00}, I_{200}$ 分别为 i_L, v_{Cr}, i_2 的直流分量。把式(10)和式(7)代入式(5)中,并与式(8)相比较可得

$$\begin{cases} f_0 = \delta_0 x_0, \\ f_1 = \delta_0 x_1 + \delta_1 x_0, \\ f_2 = \delta_0 x_2 + \delta_1 x_1 + \delta_2 x_0. \end{cases} \quad (17)$$

把式(16)和式(10b)代入式(17)中,并与式(11a)相比较中可得

$$f_{0m} = b_0 a_{00}; \quad (18a)$$

$$R_1 = (b_1 e^{j\tau} + \bar{b}_1 e^{-j\tau}) a_{00}. \quad (18b)$$

把式(16)和式(18b)代入式(15a)中可得

$$\begin{cases} I_{Lr11} = \frac{b_1 V_{Cr00} - (1-D)V_{Cr11}}{j\omega L_r + R}, \\ V_{Cr11} = \frac{(1-D)b_1 V_{Cr00}(j\omega L_2 + R_2) - b_1 I_{Lr00}(j\omega L_r + R)(j\omega L_2 + R_2)}{j\omega C(j\omega L_r + R)(j\omega L_2 + R_2) + (j\omega L_r + R) + (1-D)^2(j\omega L_2 + R_2)}, \\ I_{211} = \frac{V_{Cr11}}{j\omega L_2 + R_2}. \end{cases} \quad (24)$$

其中 $\omega = 2\pi f$ 。式(22b)表明式(15c)中含有直流、二次和三次谐波,所以 x_2 中同样含有相同的分量,即 $E_2 = \{0, 2, 3\}$ 。设

$$x_2 = a_{02} + (a_{22}e^{j2\tau} + a_{32}e^{j3\tau} + C.C.), \quad (25)$$

其中

$$a_{02} = [I_{Lr02} \quad V_{Cr02} \quad I_{202}]^T;$$

$$a_{22} = [I_{Lr22} \quad V_{Cr22} \quad I_{222}]^T;$$

$$a_{32} = [I_{Lr31} \quad V_{Cr32} \quad I_{232}]^T,$$

a_{02} 为直流分量的二阶修正量, a_{22} 和 a_{32} 为二阶和三阶分量的修正量,把式(25)和式(10)代入式(17)得

$$\begin{aligned} f_{2m} = & b_0 a_{02} + (b_0 a_{02} + \bar{b}_1 a_{32} + b_3 \bar{a}_{11}) e^{j2\tau} + \\ & (b_0 a_{32} + b_1 a_{22} + b_2 a_{11}) e^{j3\tau} + C.C.; \end{aligned} \quad (26a)$$

$$\begin{cases} I_{Lr02} = \frac{(1-D)R_2(\bar{b}_1 I_{Lr11} + b_1 \bar{I}_{Lr11}) + (\bar{b}_1 V_{Cr11} + b_1 \bar{V}_{Cr11})}{R + R_2(1-D)^2} \\ V_{Cr02} = R_2(1-D)I_{Lr02} - R_2(\bar{b}_1 I_{Lr11} + b_1 \bar{I}_{Lr11}), \\ I_{202} = (1-D)I_{Lr02} - (\bar{b}_1 I_{11} + b_1 \bar{I}_{11}); \end{cases} \quad (28a)$$

$$G_1(p)a_{00} + G_2(p)b_0 a_{00} = u. \quad (19)$$

解方程(19)得

$$\begin{cases} I_{Lr00} = \frac{V_s}{R + R_2(1-D)^2}, \\ V_{Cr00} = \frac{(1-D)R_2}{R + R_2(1-D)^2} V_s, \\ I_{200} = \frac{(1-D)V_s}{R + R_2(1-D)^2}. \end{cases} \quad (20)$$

式(18b)表明其右边只有基波分量,故 x_1 的解集合由基波分量构成,即 $E_1 = \{1\}$ 。设

$$x_1 = a_{11} e^{j\tau} + \bar{a}_{11} e^{-j\tau}, \quad (21)$$

其中 $a_{11} = [I_{Lr11} \quad V_{Cr11} \quad I_{211}]^T$ 为各个状态向量的基波的幅值。把式(21)和式(10b,10c)中的 δ_0 和 δ_1 代入式(17)中的 f_1 得

$$f_{1m} = b_0 a_{11} e^{j\tau} + C.C.; \quad (22a)$$

$$R_2 = \bar{b}_1 a_{11} + b_1 \bar{a}_{11} + (b_2 a_{00} + b_1 a_{11}) e^{j2\tau} + b_3 a_{00} e^{j3\tau} + C.C. \quad (22b)$$

把式(18b,22a)代入(15b)得

$$\begin{aligned} G_1(p)a_{11} e^{j\tau} + G_2(p)b_0 a_{11} e^{j\tau} = \\ - G_2(p)b^1 a_{00} e^{j\tau}. \end{aligned} \quad (23)$$

解方程(23)得

$$R_3 = (b_1 a_{02} + \bar{b}_1 a_{22} + b_2 \bar{a}_{11}) e^{j\tau} + (b_1 a_{32} + b_3 a_{11} + b_4 a_{00}) e^{j4\tau} + b_5 a_{00} e^{j5\tau} + C.C. \quad (26b)$$

由于 $|a_{32}| \ll |a_{22}|$,所以在以下的计算当中可以省去 a_{32} 这一项。把式(25,26a,22b)代入式(15c)得

$$\begin{aligned} G_1(p)a_{22} + G_2(p)b_0 a_{22} = \\ - G_2(p)(b_2 a_{00} + b_1 a_{11} + b_3 \bar{a}_{11}); \end{aligned} \quad (27a)$$

$$\begin{aligned} G_1(p)a_{32} + G_2(p)b_0 a_{32} = \\ - G_2(p)(b_3 a_{00} + b_2 a_{11} + b_1 \bar{a}_{22}); \end{aligned} \quad (27b)$$

$$\begin{aligned} G_1(0)a_{02} + G_2(0)b_0 a_{02} = \\ - G_2(0)(\bar{b}_1 a_{11} + b_1 \bar{a}_{11}). \end{aligned} \quad (27c)$$

解方程组(27)得

$$\begin{cases} I_{Lr22} = \frac{(b_2 V_{Cr00} + b_1 V_{Cr11} + b_3 \bar{V}_{Cr11}) - (1-D)V_{Cr22}}{2j\omega L_r + R}, \\ V_{Cr22} = \frac{(1-D)(b_2 V_{Cr00} + b_1 V_{Cr11} + b_3 \bar{V}_{Cr11})(2j\omega L_2 + R_2)}{2j\omega C(2j\omega L_r + R)(2j\omega L_2 + R_2) + (2j\omega L_r + R) + (1-D)^2(2j\omega L_2 + R_2)} - \\ \frac{(b_2 I_{Lr00} + b_1 I_{Lr11} + b_3 \bar{I}_{Lr11})(2j\omega L_r + R)(2j\omega L_2 + R_2)}{2j\omega C(2j\omega L_r + R)(2j\omega L_2 + R_2) + (2j\omega L_r + R) + (1-D)^2(2j\omega L_2 + R_2)}, \\ I_{222} = \frac{V_{Cr22}}{2j\omega L_2 + R_2}; \end{cases} \quad (28b)$$

$$\begin{cases} I_{Lr32} = \frac{(b_3 V_{Cr00} + b_2 V_{Cr11} + b_1 V_{Cr22}) - (1-D)V_{Cr32}}{3j\omega L_r + R}, \\ V_{Cr32} = \frac{(1-D)(b_3 V_{Cr00} + b_2 V_{Cr11} + b_1 V_{Cr22})(3j\omega L_2 + R_2)}{3j\omega C(3j\omega L_r + R)(3j\omega L_2 + R_2) + (3j\omega L_r + R) + (1-D)^2(3j\omega L_2 + R_2)} - \\ \frac{(b_3 I_{Lr00} + b_2 I_{Lr11} + b_1 I_{Lr22})(3j\omega L_r + R)(3j\omega L_2 + R_2)}{3j\omega C(3j\omega L_r + R)(3j\omega L_2 + R_2) + (3j\omega L_r + R) + (1-D)^2(3j\omega L_2 + R_2)}, \\ I_{232} = \frac{V_{Cr32}}{3j\omega L_2 + R_2}. \end{cases} \quad (28c)$$

由式(20),(24),(28)的结果,状态方程(3)的解为

$$x \approx a_{00} + a_{02} + (a_{11}e^{j\tau} + a_{22}e_{j2\tau} + a_{32}e_{j3\tau} + C.C.). \quad (29)$$

4 算 例

对于图 2 所示的等效电路图进行计算.该逆变器的谐振参数为 $R = 0.1, L_r = 39.6 \mu\text{H}, C_r = 1.6$

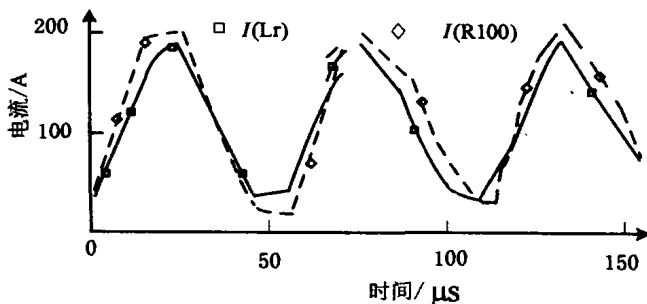
$$\begin{cases} i_{Lr} = 98.7163 - 70.1048\cos\tau + 0.2221\cos2\tau + 0.1766\cos3\tau + \\ 45.822\sin\tau - 0.4368\sin2\tau + 1.6801\sin3\tau, \\ v_{Cr} = 495.8766 - 187.64\cos\tau + 5.4263\cos2\tau + 11.0632\cos3\tau - \\ 373.89\sin\tau - 2.1598\sin2\tau + 2.8226\sin3\tau, \\ i_2 = 99.1753 + 0.4942\cos\tau + 0.0014\cos2\tau - 0.0012\cos3\tau - \\ 0.2521\sin\tau - 0.0063\sin2\tau + 0.0049\sin3\tau. \end{cases}$$

用 PSPICE 对电路原理图进行仿真和利用等效小参量法计算结果进行比较见图 3. 图 3 中(a)图是谐振电感的二阶电流波形,其中 $I(R100)$ 是用等效小参量计算的结果, $I(Lr)$ 是用 PSPICE 直接仿真结

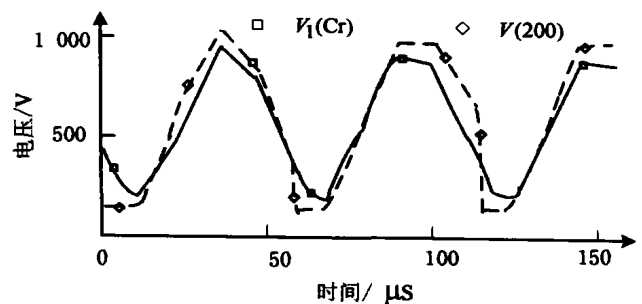
果;图 3 中(b)图是谐振电容中二阶电压波形,其中 $V(200)$ 是计算的结果, $V1(Cr)$ 是用 PSPICE 直接仿真的结果.从图 3 中可以看到分析计算结果和仿真结果一致,可见用等效小参量计算的方法描述了谐

$$\begin{cases} i_{Lr0} = I_{Lr00} = 123.8554; \\ v_{Cr0} = V_{Cr00} = 557.3494; \\ i_{20} = I_{200} = 111.4699. \end{cases}$$

二阶解为



(a) 谐振电感电流波形



(b) 谐振电容电压波形

图 3 二阶波形与 PSPIEC 仿真结果比较

Fig. 3 The compare between the second-order waves and the results of PSPICE simulation

振直流环节逆变器的稳态特征,具有很高的精度。对于三阶、四阶等更高阶次的分析结果,与直接用 PSPICE 仿真曲线更接近,由于篇幅所限,没有列出计算结果和仿真结果。

5 结 论

本文表明,等效小参量法可以分析谐振直流环节逆变器的稳态,所得结果是符号表达式,容易求出各个阶次的波形。因而,对谐振直流环节逆变器的解析分析提供了一条有效的途径。

参 考 文 献:

[1] 丘水生. 开关功率变换器符号分析方法的原理[J]. 电

子学报,1997,25(1):5-10.

[2] 林波涛,丘水生. PWM 开关变换器的符号分析[J]. 电子学报,1996,24(9):84-87.

[3] 林波涛,丘水生. 一种统一的准谐振开关变换器的等效电路分析法——高频网络平均法[J]. 电子学报,1995,23(8):71-74.

[4] DIVAN D M. The resonant DC link converter-A new concept in static power conversion[J]. IEEE Trans Ind Appl,1989,25(2):317-325.

[5] DIVAN D M. Zero-switching-loss inverters for high-power applications[J]. IEEE Trans Ind Appl,1989,25(4):634-643.

(编 辑 曹大刚)

The equivalent small parameter method analysis of resonant DC link inverters

WANG Chong-wu, REN Zhang, LI Hong

(Institute of Marine Engineering, Northwest Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: Equivalent small parameter method has been successfully applied to steady-state analysis of DC-DC converters. The algorithm was extended to steady-state analysis of resonant DC link inverters. The solutions are the analytic expressions, which include every order results. The algorithm processes the characteristics of simplicity and accuracy, the results proved to be correct.

key words: resonant; inverter; equivalent small parameter; switching function

· 学术动态 ·

我校成功研制非典诊断安全样品技术

近日,由国家微检测系统工程技术研究中心、我校生物芯片研发中心和陕西西大北美基因股份有限公司联合组成的攻关小组,在我校留美学者、国家“863”计划生物信息专家组成员陈超教授的带领,经过1个月的奋战,开发研制出一种利用现代分子生物学方法获取 SARS 病原体核酸和蛋白样品的新技术。

自从 SARS 肆虐以来,全世界科学家都在积极探索制服 SARS 病毒的方法。但是,SARS 病原体样品的缺乏却极度制约了对 SARS 诊断、治疗技术的迅速开发。针对这一问题,世界卫生组织已于今年5月公开了一些国家提供的病原样品与标准品。但是,由于 SARS 病原体的获取存在难度,使很多实验室依然难以及时获取标准样品,SARS 病原体的获取也成为制约诊断、治疗 SARS 的瓶颈。

陈超教授和其他研究人员研发的新技术,利用最新的分子生物学原理和方法,在无需接触病原体的情况下,体外获取可用于诊断和治疗的核酸和蛋白片断,安全、快速地获得靶基因片段和靶蛋白样品,并可根据病毒变异株的不同,提供不同基因型的特异性片断,从而大大加速 SARS 的诊断和治疗。

(薛 鲍)