

# 宽带单片低噪声放大器的增益温度补偿

彭龙新, 杨乃彬, 林金庭

(南京电子器件研究所, 江苏南京 210016)

**摘要:** 分析了 PHEMT 的增益-温度特性和漏电流-温度特性, 发现 HEMT 增益和漏电流都是随温度的升高而降低, 并发现了一定栅宽的 PHEMT 在大于某一频率时, 其增益受温度变化较小的原因. 提出了两种自动温度补偿的方法, 并分析了每种方法的温度补偿原理. 串联源电阻的温度补偿可使 HEMT 的漏电流基本保持不变, 在一定程度上能降低温度对增益的影响. 而自动栅压温度补偿则是强温度补偿, 它可随温度的升高, 自动提高栅极电压, 提高 PHEMT 的跨导, 从而大大减少温度对增益的影响, 达到温度补偿的目的. 把这两种自动温度补偿的方法结合应用到宽带低噪声放大器中, 发现补偿效果良好. 试验发现温度补偿后, 温度从  $-55^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$  时和  $-55^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$  时, 放大器的增益在 6GHz 时的降差分别减小了 6% 和 51%, 较大地改善了放大器的温度增益性能.

**关键词:** 匹配高电子迁移率晶体管; 宽带单片低噪声放大器; 漏电流温度特性; 增益温度特性; 增益温度补偿

中图分类号: TN722.3 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2006)05-0934-04

## The Temperature Compensation for MMIC Broadband Amplifier Gain

PENG Long-xin, YANG Nai-bin, LIN Jin-ting

(Nanjing Electronics Devices Institute, Nanjing, Jiangsu 210016 China)

**Abstract** The dependence of HEMT's drain current and gain on temperature were analyzed. It was found that the current and gain decreased with temperature increase. Two methods were presented for automatically compensating the temperature dependence and their principals were analyzed. A series source resistor could keep the PHEMT's drain nearly unchangeable and decrease the temperature effect on the amplifier gain to some content. However, the automatic gate voltage temperature compensation was a strong compensation. It increased the gate voltages and HEMT's transconductance with the temperature increase, thus greatly decreased the temperature effect on the gain. The two methods were then combined and applied to a broadband low noise amplifier. Good experimental results were obtained. When the temperature increased from  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$  and from  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$ , the amplifier gain drop decreased by 6% and 51% at 6GHz, respectively, which greatly improved the gain-temperature feature of the amplifier.

**Key words** pseudomorphic high electron mobility transistor (PHEMT); broadband monolithic amplifier; temperature dependence of drain current and gain; temperature compensation of gain

### 1 引言

在微波工程系统中, 希望低噪声放大器在高、低温下工作时, 能基本上保持常温下的增益. 但是由于 HEMT 的 S 参数, 主要是  $S_{21}$  随温度的变化较大, 造成放大器在高低温下, 增益变化较大. 实验发现, 低温时放大器的增益会增大; 高温时放大器的增益会降低. 如由室温降至  $-55^{\circ}\text{C}$  时, 增益会增大 2dB 左右; 从室温升至  $+85^{\circ}\text{C}$  时, 增益会降低 2dB 左右. 为了保持放大器的增益在高温、低温下基本保持不

变, 需要设计一种温度补偿电路, 以改善放大器的高低温增益特性.

关于微波单片放大器的增益温度补偿的报道较少<sup>[1]</sup>, 文献 [1] 只简单地报道了结果, 没有量的理论分析, 且补偿后, 放大器的增益温度特性由无补偿时的 1.4dB/100K 减少到 1.0dB/100K, 只改善了 28%.

本文详细分析了 PHEMT 直流和微波的温度特性、宽带低噪声放大器的增益温度特性和漏电流温度特性. 由此提出了两种自动温度补偿的方法, 并分析了每种方法的温

度补偿原理. 试验发现温度补偿后, 温度从  $-55^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$  时和  $-55^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$  时, 放大器的增益在  $6\text{GHz}$  时的降差分别减小了  $60\%$  和  $51\%$ . 即  $6\text{GHz}$  时, 温度从  $-55^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$  时, 增益温度特性由无补偿时的  $1.91\text{dB}/100\text{K}$  减少到  $0.77\text{dB}/100\text{K}$ ;  $-55^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$  时, 由  $1.925\text{dB}/100\text{K}$  减少到  $0.95\text{dB}/100\text{K}$ , 较大地改善了放大器的温度增益性能, 补偿效果明显.

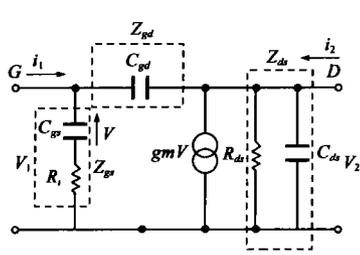


图 1 PHEMT 本征等效电路

图 1 PHEMT 本征等效电路中, 各元件参数的一级近似是温度  $T$  的线性函数<sup>[2]</sup>:

$$P(T) = P(T_0) [1 + B(T - T_0)] \quad (1)$$

其中  $P(T_0)$  为参考温度  $T_0$  时的参数值,  $P(T)$  为温度  $T$  时的参数值,  $B$  为温度系数. 由于寄生参数值相对较小, 可忽略其随温度的变化; 主要是本征参数随温度的变化影响 PHEMT 的性能. 通过实验, 发现在  $V_{ds} = 3\text{V}$ ,  $I_{ds} = 12\text{mA}$  时的本征参数的温度系数如表 1 所示:

表 1 本征参数的温度系数 (栅宽为  $450\mu\text{m}$ )

	$g_m$	$R_i$	$C_{gs}$	$C_{gd}$	$R_{ds}$	$C_{ds}$	$T_{ai}$
$B$	-	+	+	+	+	+	+
$(1\text{K})$	$0.11\%$	$0.04\%$	$0.02\%$	$0.004\%$	$0.04\%$	$0.011\%$	$0.04\%$

上表中的 PHEMT 外延材料为 GaAs 低噪声单  $\delta$  多层微结构异质结. 对于运用在低噪声的 PHEMT,  $R_i$ ,  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $R_{ds}$ ,  $C_{ds}$  是正温度系数, 而跨导  $g_m$  是负温度系数. 这些温度系数的共同作用导致了 PHEMT 的  $S_{21}$  也随温度的升高而降低. 根据图 1 所示的 PHEMT 本征等效电路:

$$i_1 = mV_1 \quad (2)$$

$$V_2 = nV_1 \quad (3)$$

其中

$$m = \frac{1}{Z_{gs}} + \frac{1-n}{Z_{gd}} \quad (4)$$

$$n = \frac{Z_0 Z_{ds} (1 + j\omega R_i C_{gs}) - Z_0 Z_{gd} Z_{ds} g_m}{(1 + j\omega R_i C_{gs}) (Z_0 Z_{ds} + Z_{gd} Z_{ds} + Z_0 Z_{gd})} \quad (5)$$

$$S_{21} = \frac{2n}{1 + Z_0 m} \quad (6)$$

$Z_0$  为特性阻抗. 一般  $C_{gd}$  较小,  $Z_{gd}$  较大,  $S_{21}$  简化为:

$$|S_{21}| \approx \frac{Z_0 g_m}{\sqrt{1 + [\omega(Z_0 + R_i)C_{gs}]^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + [\omega(Z_0 + R_{ds})C_{ds}]^2}} \quad (7)$$

上式是温度  $T$  的函数. 对于本文研究得 PHEMT,  $g_m$  随温度的增大而减小, 其他本征参数随温度的增大而增大, 所以

式 (7) 第一项是随温度的增大而减小的. 第二项随温度的变化与频率有关, 但相对第一项变化缓慢. 图 2 的最上、中和最下的粗曲线是表 1 中的 PHEMT 计入寄生参数后的  $S_{21}$  与温度和频率的变化关系. 在

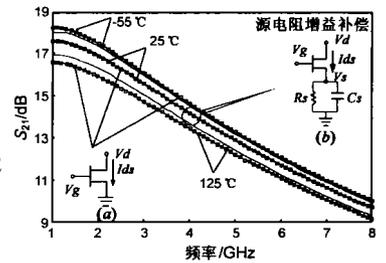


图 2  $450\mu\text{m}$  PHEMT  $S_{21}$  与温度和频率的变化关系. (a) 无补偿时; (b) 源电阻补偿.

$1\text{GHz}$  时, 温度从  $-55^{\circ}\text{C}$  到  $125^{\circ}\text{C}$  范围内, 增益降低  $1.7\text{dB}$ . 在频率较低时 (如  $3\text{GHz}$  以下), 式 (7) 近似为:

$$|S_{21}(T)| \approx Z_0 g_m(T) \quad (8)$$

表明  $S_{21}$  是随温度  $T$  的增大而减小. 在频率较高,  $\omega R_{ds} C_{ds} \gg 1$  时, 式 (7) 近似为:

$$|S_{21}(T)| \approx \frac{Z_0 g_m}{\sqrt{1 + [\omega(Z_0 + R_i)C_{gs}]^2}} \cdot \frac{1}{1 + Z_0/R_{ds}} \quad (9)$$

式 (9) 第二项随温度  $T$  的增大而缓慢增加, 减弱第一项随温度  $T$  的增大而下降的趋势, 使  $|S_{21}|$  在频率较高时, 随温度增大下降的趋势减缓. 图 3 中的最上、中和最下的粗曲线示出了

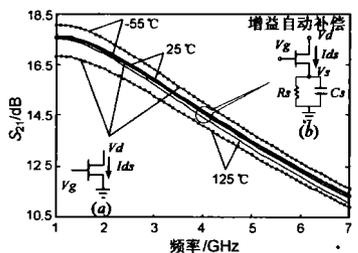


图 3  $450\mu\text{m}$  PHEMT  $S_{21}$  与温度和频率的变化关系. (a) 无补偿时; (b) 自动栅压温度补偿

栅宽为  $450\mu\text{m}$  PHEMT 在  $1\text{--}7\text{GHz}$  内的  $S_{21}$  (计入寄生参数) 随温度和频率变化的这种关系.

### 2.2 PHEMT 的电流温度特性

PHEMT 在饱和区的漏电流为<sup>[3]</sup>:

$$I_{ds}(T) = \beta(T) (V_{gs} - V_T)^2 (1 + V_{ds}) \quad (10)$$

其中  $V_{ds}$  为 PHEMT 的漏源电压,

$$\beta(T) = \frac{\mu_b(T) W \epsilon}{l d}, \quad \mu_b(T) \text{ 为 AlGaAs-InGaAs 界面处靠}$$

禁带宽度较窄的 InGaAs 一侧的 2DEG (二维电子气) 的电子迁移率,  $W$  为栅宽,  $\epsilon$  为 AlGaAs 的介电常数,  $d$  为栅下 AlGaAs 的厚度,  $l_g$  栅长.  $V_{gs}$  为栅源电压,  $V_{ds}$  为漏源电压,  $V_T$  为 PHEMT 的阈值电压,  $l$  为漏压调制常数. 且

$$V_T = V_b - \Delta W_C / q - V_p \quad (11)$$

其中,  $qV_b$  为栅金属与 AlGaAs 接触的势垒高度,  $\Delta W_C$  是在 AlGaAs-GaAs 界面处的导带能级的能量差,  $q$  为电子电荷,  $V_p = qV_D d^2 / (2\epsilon)(N_D)$  ( $N_D$  为栅下 AlGaAs 的掺杂浓度).

从式 (11) 可以看出,  $V_T$  与温度的关系较弱. 另外, 我们通过实验也发现, 在  $-55^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$  内, PHEMT 的阈值电压  $V_T$  受温度的影响很小, 可忽略其温度变化率. 在这个温度范围内, 且在栅源电压小于 0 时, 电子迁移率  $\mu(T)$  一般是

温度的线性函数<sup>[4]</sup>. 对于源极接地的 PHEMT, 如图 4 中的 (a)图, 对式 (10)求导, 得到饱和区电流的温度灵敏度为:

$$\frac{\partial I_{ds}}{\partial T} = \frac{I_{ds}}{\beta} \frac{\partial \beta}{\partial T} \quad (12)$$

上式中的第一项分式与温度无关, 而第二项为负数. 一般放大器工作在饱和区, 其跨导为:

$$g_m(T) = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{GS}} \Big|_{V_{ds}} = 2 \sqrt{\beta(T) I_{ds} (1 + V_{ds})}$$

$I_{ds}$ 、 $g_m$  与温度的关系基本上是负斜率线性变化的, 随温度的增加而减小. 图 4 中的斜率较大的直线模拟了温度从  $-55^{\circ}\text{C}$  到  $125^{\circ}\text{C}$  时, 电流降低了  $3\text{mA}$ . 对于低噪声放大器, PHEMT 一般工作在饱和区的低电流区域 (夹断区附近), 电流的降低意味着 PHEMT 跨导的减少, 导致  $|S_{21}|$  的下降.

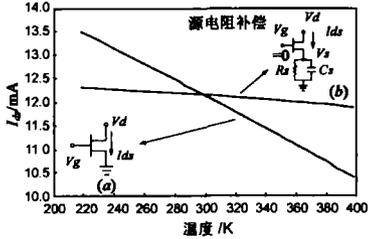


图 4 450µm PHEMT 的漏电流随温度的变化. (a)无补偿时; (b)源电阻补偿

### 3 PHEMT 的温度补偿电路

#### 3.1 串联源电阻温度补偿电路

下面讨论在 PHEMT 的源上串联电阻  $R_s$  后 (直流栅压  $V_g = 0$ ), (如图 2 中右上角的电路图), 其电流和增益随温度的变化情况. 此时,  $V_{gs} = -V_s = -I_{ds}R_s$ ,  $V_{ds} = V_d - I_{ds}R_s$ . 代入式 (10), 对  $I_{ds}$  进行温度求导得:

$$\frac{\partial I_{ds}}{\partial T} = \frac{\frac{I_{ds}}{\beta} \frac{\partial \beta}{\partial T}}{1 + 2R_s \sqrt{\beta I_{ds} (1 + V_{ds})} + R_s I_{ds} / (1 + V_{ds})} \quad (13)$$

可见, 在源上串联电阻  $R_s$  后,  $I_{ds}$  的温度灵敏度降低了  $1 + 2R_s \sqrt{\beta I_{ds} (1 + V_{ds})} + R_s I_{ds} / (1 + V_{ds})$  倍, 说明  $I_{ds}$  随温度的变化较以前大大减小了. 图 4 中较平坦的直线示出了温度从  $-55^{\circ}\text{C}$  到  $125^{\circ}\text{C}$  变化时的  $I_{ds}$  只降低了  $0.4\text{mA}$ .

$I_{ds}$  随温度变化的减缓使  $|S_{21}|$  随温度的变化也减弱了, 如图 2 所示的源电阻补偿. 从  $-55^{\circ}\text{C}$  到  $125^{\circ}\text{C}$ , 在  $1\text{GHz}$  时, 增益降低了  $1.2\text{dB}$  与无补偿时的  $1.7\text{dB}$  相比, 变化减缓了. 但是由于 PHEMT 的本征参数仍然随温度变化, 其增益仍然随温度增大而变小, 所以还需要寻找一种更强烈的温度补偿方法.

#### 3.2 自动栅压温度补偿电路

对于低噪声运用的 PHEMT, 其跨导一般随栅压的增大而线性增大. 如果有一种温度补偿系统, 其输出电压是正温度系数, 并加在 PHEMT 的栅上, 就能实现  $S_{21}$  的自动栅压温度补偿. 本文提出了一种这样的温度补偿系统, 原理如下 (参考图 3 中右上角的电路图):

$$V_{gs} = V_g - I_{ds}R_s, \quad V_{ds} = V_d - I_{ds}R_s \quad (14)$$

在饱和区, 对式 (10)进行温度求导得:

$$\frac{\partial I_{ds}}{\partial T} = \frac{\frac{\partial \beta I_{ds}}{\partial T} \beta + 2\sqrt{\beta I_{ds} (1 + V_{ds})} \frac{\partial V_g}{\partial T}}{1 + 2R_s \sqrt{\beta I_{ds} (1 + V_{ds})} + R_s I_{ds} / (1 + V_{ds})} \quad (15)$$

式 (15)分子中的第一项为负数. 但只要  $\frac{\partial V_g}{\partial T} > 0$  且

$$\frac{\partial V_g}{\partial T} > -\frac{\partial \beta I_{ds}}{\partial T} \beta / 2\sqrt{\beta I_{ds} (1 + V_{ds})} \quad (16)$$

就可使式 (15)为正数, 形成一个  $I_{ds}$  的温度正反馈. 即温度补偿系统能给 PHEMT 的栅提供一个正温度系数电压, 不但能抵消 PHEMT 本身漏电流的负温度系数, 而且还能在温度增大时使漏电流进一步增大, 提高跨导. 适当选择  $R_s$  的值, 使 PHEMT 在合适的偏置点上.

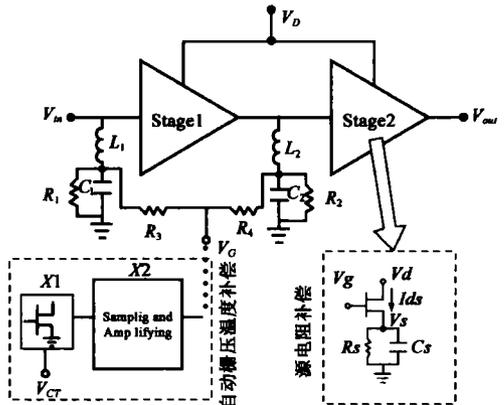


图 5 单片低噪声放大器增益的自动温度补偿电路

实现自动栅压温度补偿电路如图 5 所示,  $X1$  为温度敏感器 (由小栅宽 PHEMT 组成, 在  $V_{gs} = 0$  的饱和区时, PHEMT 对温度较敏感),  $X2$  为电阻分压器组成的电流取样和电压放大电路, 把  $X1$  中电流随温度的变化转化为电压变化并放大, 输出的正电压加在放大器的栅电极上, 一般  $0.5\text{V}$  左右. 补偿前后的  $450\mu\text{m}$  PHEMT 的  $S_{21}$  见图 3 补偿效果良好.

#### 4 单片低噪声放大器的增益自动温度补偿

图 5 为带有自动温度补偿系统的低噪声放大器, 温度补偿系统连接在放大器的栅极上. 当温度升高时, Stage1、Stage2 的增益下降, 但是自动温度补偿系统提供的电压  $V_c$  增大, 提升 PHEMT 的栅压, 增大电流和跨导, 补偿放大器的增益, 使放大器增益基本保持不变; 当温度降低时, Stage1、Stage2 的增益上升, 但是  $V_c$  减小, 减小 PHEMT 的电流和跨导, 抑制放大器的增益, 使放大器增益基本保持不变. 值得指出的是, 可根据具体情况, 以不同的方式补偿放大器的增益.

图 6 为温度补偿前的单片低噪声放大器的增益模拟, 温度从  $-55^{\circ}\text{C}$  升高到  $+125^{\circ}\text{C}$  时, 放大器的增益下降了

2.5dB, 而温度补偿后基本上不变, 如图 7 所示.

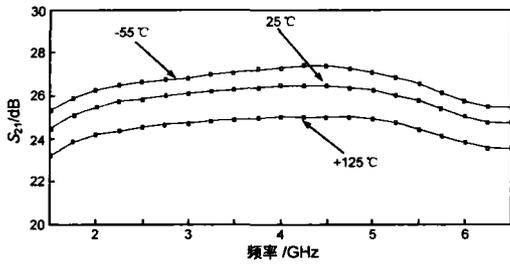


图 6 自动温度补偿前的单片低噪声放大器的增益模拟

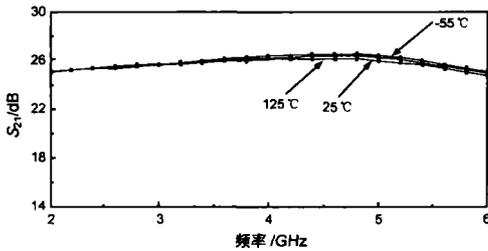


图 7 自动温度补偿后的单片低噪声放大器的增益模拟

图 8 为实验测得的补偿前的单片低噪声放大器的增益, 温度从 -55°C 升高到 +85°C 时, 放大器的增益在 2GHz 时降落了 1.26 dB, 在 6GHz 时降落了 2.68dB. 温度从 -55°C 升高到 +125°C 时, 放大器的增益在 2GHz 时降落了 2.0dB, 在 6GHz 时降落了 3.47dB.

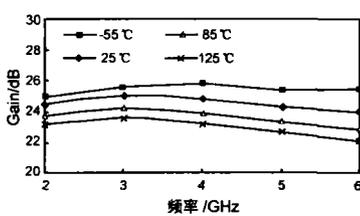


图 8 温度补偿前的单片低噪声放大器的温度-增益特性的测量结果

自动增益温度补偿后的测量结果如图 9 所示. 温度从 -55°C 升高到 +85°C 时, 放大器的增益在 2GHz 时还增大了 0.37dB, 在 6GHz 时只降落了 1.09dB. 温度从 -55°C 升高到 +125°C 时, 放大器的增益在 2GHz 时只下降了 0.04dB, 在 6GHz 时只降落了 1.71dB.

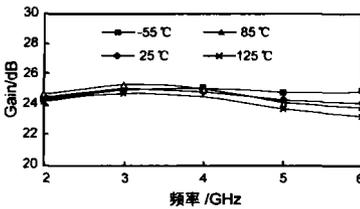


图 9 温度补偿后的单片低噪声放大器的温度-增益特性的测量结果

比较图 8 和图 9 可知, 温度补偿后, 从 -55°C 升高到 +85°C 时, 放大器的增益在 6GHz 时的降差, 减小了 60%;

温度从 -55°C 升高到 +125°C 时, 放大器的增益在 6GHz 时的降差, 减小了 51%. 因此放大器的温度增益性能得到了较大的改善.

### 5 小结

分析了 HEMT 和宽带放大器的增益温度特性和漏电流温度特性, 发现 HEMT 增益和漏电流都是随温度的升高而降低, 并发现了一定栅宽的 PHEMT 在大于某一频率时, 其增益受温度的变化较小的原因. 提出了两种自动温度补偿的方法, 并分析了每种方法的温度补偿原理. 串联源电阻的温度补偿可使 HEMT 的漏电流基本保持不变, 在一定程度上能降低温度对增益的影响. 而自动栅压温度补偿则是强温度补偿, 它可随温度的升高, 自动提高栅极电压, 提高 PHEMT 的跨导, 从而较大地减少温度对增益的影响, 达到温度补偿的目的. 把这两种温度补偿的方法结合应用到宽带低噪声放大器中, 发现补偿效果良好.

### 参考文献:

- [1] Koji Yamana, Kazuhisa Yamada, Kazumimori et al. Ku-Band low noise MMIC amplifier with bias circuit for compensation of temperature dependence and process variation [A]. IEEE MTT-S Int Microwave Symp Dig [C]. Seattle Washington, 2002. 1427-1430.
- [2] Robert Anholt. The Electronic and Thermal Characterization of MESFETs, HEMTs and HBTs [M]. Artech House, Boston, London, 1994.
- [3] Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko. 射频电路设计—理论与应用 [M]. 王子宇, 等, 译. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [4] Fazal Ali, Aditya Gupta, editors. HEMTs and HBTs: Devices, Fabrication, and Circuits [M]. Artech House, Boston, London, 1991.

### 作者简介:

彭龙新 男, 1962年6月生, 博士, MMIC 主任设计师, 分别于 1985、1991 和 2004 年获西安交通大学微电子学学士、硕士学位和东南大学微波电路博士学位. 自 1991 年起, 在南京电子器件研究所工作, 从事 GaAs 器件及单片集成电路的设计与工艺研究, 获中电集团科学技术一等奖 (2004 年)、国防科工委科学技术一等奖 (2005 年) 和电子部科技进步二、三等奖 (1994 年). 曾在新加坡学习并任新加坡国立大学研究工程师, 从事 MMIC 和 MIC 电路的设计、微波测量及对固态器件噪声参数的研究. 发表论文十多篇, 被 EI 收录 7 篇. 2005 年 12 月获总装备部电子元器件系列型谱专家优秀论文三等奖.

E-mail: eleplk@hotmail.com