

基于可控电流增益和稳定性分析五阶 CPPLL 的设计

邓 茜,刘江凡,唐 涛,梁小鹏

(1. 江西理工大学 应用科学学院,江西 赣州 341000;2. 西北工业大学 电子信息学院,陕西 西安 710000)

摘 要:考虑到可控电流增益技术对电荷泵锁相环性能的影响,该文提出了一种实用的五阶电荷泵锁相环(CPPLL)稳定因子和环路带宽的计算方法,并讨论了此算法快速跳频时稳定性差的原因。结合其他指标,有效减小了电荷泵(CP)电流变化对跳频稳定性的影响。仿真结果表明此设计方法的有效性和分析方法的正确性,这对五阶 CPPLL 系统设计和仿真有良好的借鉴作用。

关键词:可控增益;稳定性;环路带宽;五阶电荷泵锁相环(CPPLL)

中图分类号:TN74

文献标识码:A

Design of 5-Order Charge Pump Phase-locked Loop (CPPLL) Based on Controllable Current Gain and Stability Factor

DENG Qian, LIU Jiangfan, TANG Tao, LIANG Xiaopeng

(1. Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China,

2. School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710000, China)

Abstract: Considering the effect of the controllable current gain on the performance of the charge pump phase-locked loop (CPPLL), a practical calculating method of the stability factor and loop bandwidth of the 5-order CPPLL has been presented in this paper. After comparing with the conventional design method of 5-order CPPLL, the cause for the poor stability of the conventional CPPLL in fast frequency hopping has been discussed. The proposed method in this work has decreased effectively the influence of the current variation of the charge pump (CP) on the frequency-hopping stability. The simulation results have verified the effectiveness of the design method and the correct of the analysis method. The proposed method provides an important reference and guideline for the design of 5-order CPPLL.

Key words: controllable current gain; stability; loop bandwidth; 5-order CPPLL

0 引言

电荷泵锁相环(CPPLL)广泛应用于计算机系统和通讯领域中,提供精确的时钟或载波信号,与传统锁相环(PLL)相比,CPPLL跟踪范围宽,兼有辅助频率捕获特性,成本低,在理论上存在零静态误差等优点^[1]。目前,国内外研究五阶CPPLL少,且对这种高阶环路的稳定性设计无可直接使用的数据^[2-3]。采用可控电流增益技术可有效减少跳频时间^[4],具有较高的噪声抑制能力,却牺牲了系统的稳定度。本文在分析 Banerjee D. 提出的高阶环路滤波器设计方法的基础上,提出了一种实用的五阶电荷泵锁相环稳定因子和环路带宽的计算方法,与传统五阶电荷泵锁相环设计方法相比,确保改变电流

增益,减小 CPPLL 跳频时间和优化相位噪声的同时,系统具备合理的稳定性。

1 五阶 CPPLL 的基本原理和线性化模型

电荷泵锁相环的基本结构如图 1 所示,通常由鉴相鉴频器(PFD)、电荷泵(CP)、环路滤波器(LF)、压控振荡器(VCO)和可编程分频器(DIV)构成^[2,5]。

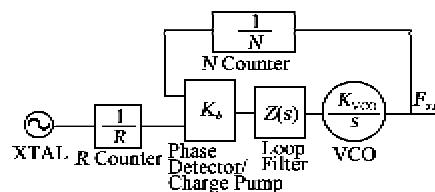


图 1 电荷泵锁相环的相位模型

收稿日期:2012-08-17

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61164020)

作者简介:邓茜(1984-),女,江西吉安人,讲师,硕士生,主要从事锁相频率合成技术、射频电路分析与设计等。E-mail: dqian108@gmail.com。

图 2 为 PFD 电荷泵电路图。PFD 是用来比较参考时钟(f_{ref})和反馈信号(f_{fb})的相位、频率误差,然后输出高电平(UP)、低电平(DN)信号,有 3 种输出状态(见图 3)。若 u_i 超前于 u_o ,在 u_i 上升沿到来时,输出端为 UP,下一个分频器输出 u_o 上升沿到来时,输出端输出 DN。若 u_o 超前 u_i ,则 u_o 的上升沿到来时,输出为 DN,下一个 u_i 上升沿到来时,输出变为高电平 UP,但不能同时为 UP, I_{cp} 为电荷泵电流。当 PFD 逻辑输出为 UP 或 DN 时,CP 给环路滤波器充放电,形成正或负的荷泵电流传递给环路滤波器 Z_F 。设每一周期的平均相位误差为 $\theta_e(t)$,则由这个相差决定的 PFD 输出控制信号的平均有效脉宽 $\tau_{\text{cp}} = \theta_e(t)/\omega_i$,输入周期 $T = 2\pi/\omega_i$,当环路锁定且环路带宽远小于输入信号频率时,只需考虑系统平均行为,这时电荷泵的平均输出电流为

$$i_d(t) = \frac{I_\Phi}{2\pi} \quad |\theta_*(t)| \leq 2\pi \quad (1)$$

在电流型电荷泵鉴相器中, $i_d(t)$ 通过 Z_r 后变成控制电压 $u_c(t)$:

$$U_c(s) = I_d(s) \times Z(s) \quad (2)$$

式中: $U_c(s)$ 和 $I_d(s)$ 分别为控制电压 $u_c(t)$ 和 $i_d(t)$ 的拉氏变换; $Z(s)$ 为环路滤波器的传递函数。在 $u_c(t)$ 的作用下, VCO 产生的相位变化及频率变化分别为 $\theta_o(s) = k_{\text{VCO}} u_c(s)/s$ 和 $\omega(t) = \omega_o + k_{\text{VCO}} \cdot u_c(t)$, ω_o 为 VCO 的固有振荡频率, k_{VCO} 为 VCO 增益灵敏度^[6]。

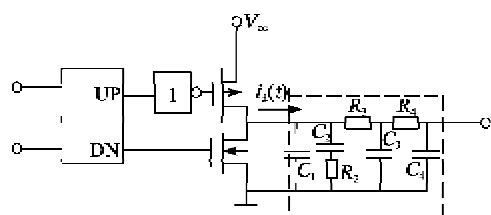


图 2 PFD 电荷泵电路图

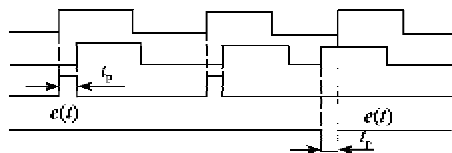


图 3 输入输出示意图

由于 VCO 还有一个极点, 加上四阶环路滤波器(LF)构成五阶 CPPLL。四阶环路滤波器结构(见图 2 中虚线)的开环传输函数 $H_0(s)$ 、闭环传输函数 $H(s)$ 及阻抗传输函数分别为

$$H_0(s) = k_{\text{VCO}} k_d Z(s) / sN \quad (3)$$

$$H(s) = \Phi_2 / \Phi_1 = H_0(s) / [H_0(s) + 1] \quad (4)$$

$$Z(s) = \frac{1+sT_2}{sA_0(1+sT_1)(1+sT_3)(1+sT_4)} = \frac{1+sC_zR_z}{s(A_0S^3+A_0S^2A_1S+A_0)} \quad (5)$$

式中: N 为分频比; Φ_1, Φ_2 分别为输入、输出相位传输函数。

2 可控电流增益对 CPPLL 带宽和相位裕度的影响

无需切换环路滤波器组件和外面的控制信号同时通过可控电流技术可有效提高总的锁定响应时间,即采用大电流增益进行快锁,稳态时,再切换成小电流增益,减小环路带宽,改善相位噪声,优化杂散抑制性能,提高整体性能指标^[4]。

$$A_0 = \frac{k_d \times k_{\text{vco}}}{\omega_c^2 N} \times \sqrt{\frac{1 + \omega_c^2 T_2^2}{(1 + \omega_c^2 T_1^2)(1 + \omega_c^2 T_3^2)(1 + \omega_c^2 T_4^2)}} \quad (6)$$

$$A_0 = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 \quad (7)$$

$$\Phi = \arctan(\omega_c T_2) - \arctan(\omega_c T_1) - \arctan(\omega_c T_3) - \arctan(\omega_c T_4) \quad (8)$$

式(6)中,由于 T_1, T_2, T_3, T_4 是四阶环路滤波器的 $C_1, C_2, C_3, C_4, R_2, R_3, R_4$ 的函数^[7]。显然,在滤波器电容和电阻值、 k_{VCO} 、 N 及 A_0 不变时,电流增益 k_d 与环路带宽 ω_c 成正比。 k_d 增大导致 ω_c 增大,锁定时间减小。由式(8)可知, ω_c 改变会导致相位裕度 Φ 改变, Φ 直接影响系统稳定度。

3 传统五阶 CPPLL 环路滤波器设计

Banerjee D 提出: 由于四阶环路滤波器设计的未知数过多, 无法求出 7 个滤波器元件参数, 分析很难, 可利用三阶环路滤波器的设计原理, 通过近似方法先确定 C_1 和 R_3 , 再计算剩余 5 个参数^[7]。

3.1 参数的确定

设计一个五阶电荷泵锁相环, 输入的参考频率 $f_{ref}=5\text{ MHz}$, VCO 输出频率为 5 GHz , 压控灵敏度 $k_{vco}=80\text{ MHz/V}$, 电荷泵电流 $k_d=5\text{ mA}$, 相位裕度为 45° , 环路带宽 $f_c=60\text{ kHz}$ 。利用 Banerjee D 的算法, 编写的 Matlab 程序, 计算出满足上述条件的滤波器参数为: $C_1=468\text{ pF}$, $C_2=6.4\text{ nF}$, $C_3=76\text{ pF}$, $C_4=80.5\text{ pF}$, $R_2=1\text{ k}\Omega$, $R_3=2.3\text{ k}\Omega$, $R_4=2.2\text{ k}\Omega$ 。

3.2 可控增益技术对传统算法的稳定性分析

对于传统的高阶 PLL 电路,通常,滤波器的参

数在设计完成后成为定值,不易改变。但对于数字CPPLL,具有电荷泵参数易调节的优势。可方便地通过软件调整环路的滤波特性,实现平滑切换^[8]。

若将电荷泵电流增益由5 mA变为1.06 mA,用Agilent公司的ADS软件进行系统稳定性和瞬态响应仿真,如图4、5所示。

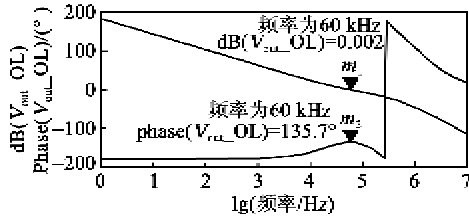


图4 5 mA时环路波特图

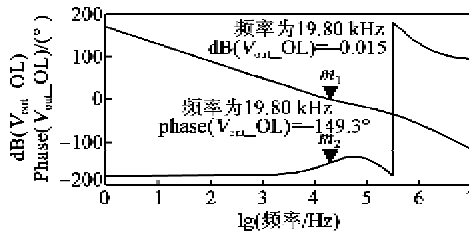


图5 1.06 mA时环路波特图

由图4可得,电流增益为5 mA时,环路带宽为60 kHz,相位裕度为44.3°,这与设计指标一致。传统的四阶环路滤波器设计方法也是精确有效的。图6为电流增益为5 mA和1.06 mA时,PLL瞬态响应。

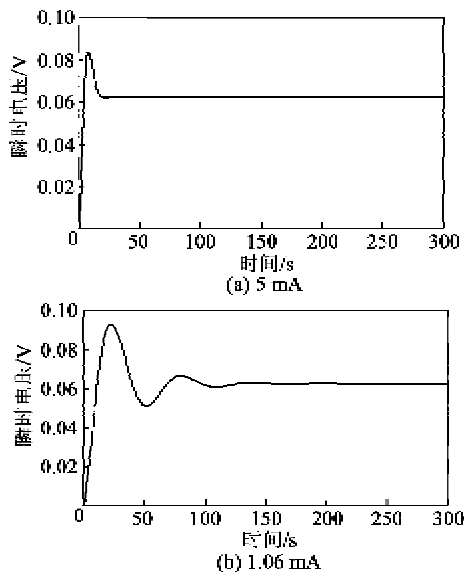


图6 5 mA和1.06 mA时,PLL瞬态响应

由图6可知,大电流增益动态响应迅速,控制电压很快收敛到稳定状态。到达稳态时,则自动切换成小电流增益。此时,滤波器电容电阻组件参数

不变,由于电荷泵电流增益发生变化,不仅改变了环路带宽,同时也改变了相位裕度,原稳定系统必遭到破坏,从而产生系统不稳定问题。如图5所示,增益由5 mA变为1.06 mA时,环路带宽由60 kHz变为19.8 kHz,其相位裕度由44.3°变为30.7°。可见,跳频时,电流增益变化易引起系统不稳定。当相位裕度为45°~60°时,系统较稳定^[7]。因此,Banerjee D提出的算法适用于固定增益的四阶LF的设计,对于可变增益系统的稳定性问题却无法解决(见图5)。

4 五阶CPPLL环路带宽和稳定性的计算方法

针对上述问题,本文提出了一种五阶电荷泵锁相环稳定因子和环路带宽的计算方法,确保在跳频过程中,满足相位裕度的合理性。由于滤波器的参数在设计完成后成为定值,那么已知参数 $C_1, C_2, C_3, C_4, R_2, R_3, R_4$ 确定,再计算电流变化后的相位裕度和环路带宽。

$$A_1 = A_0(T_1 + T_3 + T_4) = C_2 R_2(C_1 + C_3 + C_4) + R_3(C_1 + C_2)(C_3 + C_4) + C_4 R_4(C_1 + C_2 + C_3) \quad (9)$$

$$A_2 = A_0(T_1 T_3 + T_3 T_4 + T_1 T_4) = C_1 C_2 R_2 R_3 \cdot (C_3 + C_4) + C_4 R_4(C_2 C_3 R_3 + C_1 C_3 R_3 + C_1 C_2 R_2 + C_2 C_3 R_2) \quad (10)$$

$$A_3 = A_0 T_1 T_3 T_4 = C_1 C_2 C_3 C_4 R_2 R_3 R_4 \quad (11)$$

$$a = A_1 / A_0 \quad (12)$$

$$b = A_2 / A_3 \quad (13)$$

$$T_1 = 1 / (1 + T_{31} + T_{43} \times T_{31}) \quad (14)$$

$$T_2 = R_2 \times C_2 \quad (15)$$

可算出环路带宽和相位裕度:

$$\omega_c = \sqrt{1 / [T_2 \times (T_1 + T_3 + T_4)]} \quad (16)$$

$$\Phi = \arctan(\omega_c T_2) - \arctan(\omega_c T_1) - \arctan(\omega_c T_3) - \arctan(\omega_c T_4) \quad (17)$$

当 k_d 改变时,可利用式(17)、(18)计算出环路带宽:

$$(1 + \omega_c^2 T_3^2) \times k_d^2 \times k_{VCO}^2 = A_0 \times N^2 \times \omega_c^4 \times (1 + \omega_c^2 T_1^2) \times (1 + \omega_c^2 T_3^2) \times (1 + \omega_c^2 T_4^2) \quad (18)$$

式中: $T_3 = T_1 \times T_{31}$, $T_4 = T_3 \times T_{43}$, T_{31} 和 T_{43} 一般取0.3,计算较准确。已知滤波器参数 $C_1 = 468$ pF, $C_2 = 6.4$ nF, $C_3 = 76$ pF, $C_4 = 80.5$ pF, $R_2 = 1$ k Ω , $R_3 = 2.3$ k Ω , $R_4 = 2.2$ k Ω ,输入的参考频率 $f_{ref} =$

5 MHz, VCO 输出频率为 5 GHz, 压控灵敏度 $k_{\text{VCO}}=80$ MHz/V, 电荷泵电流 $k_d=5$ mA。根据以上算法,通过自己编写 matlab 程序,算出环路带宽为 60 kHz 和相位裕度为 44.3° 。若将电流 5 mA 改成 1.06 mA,可计算出环路带宽为 19.7 kHz 和相位裕度为 30.6° 。可见,理论计算结果与仿真结果(见图 5)很接近,证明这个五阶 CPPLL 设计方法不仅精确有效,且能解决可变增益跳频源的稳定性问题。同时,本文以 $k_d=5$ mA、1.06 mA 两种情况对五阶 CPPLL 的相位噪声进行 ADS 仿真(见图 7、8),由图 7、8 可看出,前者的带内相噪性能更好,后者的带外相噪性能得到改善。表 1 为可控电流增益对相位噪声的影响。

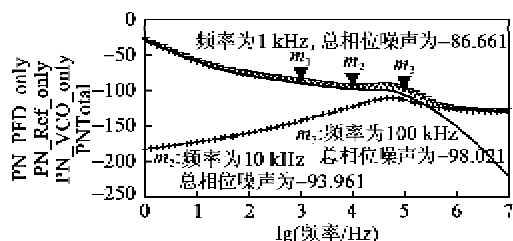


图7 捕获时(5 mA)相位噪声分布

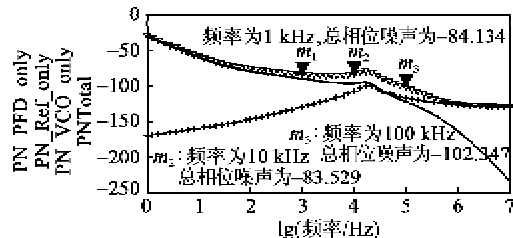


图8 稳态时(1.06 mA)相位噪声分布

表1 可控电流增益对相位噪声的影响

频率偏移	$k_d=5$ mA	$k_d=1.06$ mA
带内相噪/kHz		
1,000	-86.661	-84.134
10,000	-93.961	-83.529
带外相噪/kHz		
100,000	-98.021	-102.374

5 实际应用

在某型号的 C 波段宽带跳频频率合成器中,采用可控增益技术的五阶 CPPLL,利用 Agilent 型号的频谱分析仪对电路进行测试。由于频综芯片 ADF4108 的外电阻选 3 k Ω ,电流增益(k_d)设置位 CP6-CP4 和 CP3-CP1 分别取 8.5 mA 和 5.3 mA,定时器设置位(TC1-TC4)取 59 个 PFD 周期。在内部逻辑控制下电荷泵工作在最大的稳态电流模式,保证快速跳频,设计带宽为 300 kHz,相位裕度为 45° ,实测锁定时间为 20 μ s 以内(见图 9),稳态时电

流增益降为 5.3 mA,环路带宽和相位裕度减小,带外相位噪声得到改善,在频偏 100 kHz 处相噪约 91.13 dBc/Hz,优化 2 dB(见图 10)。

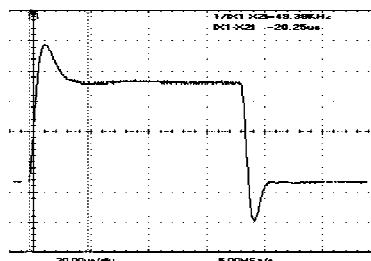
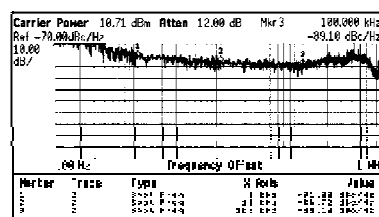
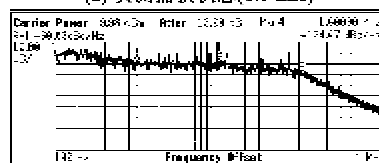


图9 频率合成器实测变频时间



(a) 实测捕获状态(5.5 mA)



(b) 实测稳态(5.3 mA)

图10 实测捕获和稳态时的相位噪声曲线

另外,电流增益不能进一步减小为 1.06 mA,导致相位裕度低于 30° ,不符合工程设计要求,跳频系统不稳定。

6 结束语

综上所述可知,采用可控增益技术能有效减少快捕时间,改善相位噪声性能。同时还须考虑环路带宽和相位裕度的变化情况,尤其在快速跳频时,电流增益的变化程度易引起系统的不稳定。所以,先利用传统的五阶 CPPLL 算法,根据设计指标,计算出环路滤波参数。在保证滤波参数不变的情况下,根据锁定时间和相位噪声指标,合理地改变电流增益,并重新计算环路带宽和相位裕度的变化。确保快速跳频时,系统的稳定性。仿真结果表明该设计方法精确有效,性能良好,为实际设计五阶 CPPLL 时提供一种有益的思路。

参考文献:

- [1] ROLAND B. Phase-locked loops design, simulation, and applications[M]. 李永明,译.1版.北京:清华大学出版社,2007:5-30.

- [2] 邓茜,王玫,李加升.一种实用的五阶电荷泵锁相性能分析与设计仿真[J].计算机工程与科学,2009,31(8):144-146.
DENG Qian, WANG Mei, LI Jiasheng. Analysis and simulation of an effective five order charge pump phase locked loops [J]. Computer Engineering & Science, 2009, 31(8):144-146.
- [3] 李仲秋.三阶电荷泵锁相环稳定性因子的定值方法[J].固体电子学研究与进展,2011,31(4):418-420.
LI Zhongqiu. Setting value method of the stability factor about third-order charge pump phase-locked loop [J]. Research & Process of SSE, 2011, 31(4):418-420.
- [4] 邓茜,梁小鹏.高性价比小型C波段宽带跳频源的研制[J].压电与声光,2011,33(3):432-435.
DENG Qian, LIANG Xiaopeng. Design and fabrication of C-band wide-band hopping frequency synthesizer with high performance and low cost [J]. Piezoelectrics & Acoustooptics, 2011, 33(3):432-435.
- [5] CARLOSENA A. General method for phase-locked loop filter analysis and design [J]. IET Circuits, Devices and Systems, 2008, 2(2):249-256.
- [6] 赵益波,冯久超.高阶电荷泵锁相环路滤波器的设计[J].控制理论与应用,2011,28(3):434-437.
ZHAO Yibo, FENG Jiuchao. Design of loop filter for high order charge-pump phase-locked loops [J]. Control Theory & Applications, 2011, 28(3):434-437.
- [7] BANERJEE D. PLL performance, simulation and design [M]. 4th Edition. New York: National Semiconductor, 2006.
- [8] YEYF, ZHANG M, CHEN J N. Analysis and simulation three order charge pump phase locked loop [C]// New York: IEEE, Proceedings of International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2008:2338-2340.

(上接第 457 页)

- [2] OGDEN J A, TÓTH-KISCHKAT A, SCHULTHEISS R. Principles of shock wave therapy [J]. Clinical Orthopaedics and Related Research, 2001, 12(387):8-17.
- [3] 陈海斌,杨志焕,宁心,等.冲击波技术在医学领域中的应用[J].力学进展,2012,42(2):186-195.
CHEN Haibin, YANG Zhihuan, NIN Xin, et al. Shock wave technology in the medical field [J]. Advances in Mechanics, 2012, 42(2):186-195.
- [4] 金雯,赵李俊.体外冲击波碎石机[J].现代医学仪器与应用,2003,15(3):26-27.
JIN Wen, ZHAO Lijun. Extracorporeal shock wave lithotripsy machine [J]. Modern Medical Equipment and Applications, 2003, 15(3):26-27.
- [5] 万鹏程.电磁感应式超声波换能器的研究[J].黑龙江水专学报,2005,32(1):41-42.
WAN Pengcheng. Study on energy conversion device of ultrasonic with electromagnetic induction [J]. Journal of Heilongjiang Hydraulic Engineering College, 2005, 32(1):41-42.
- [6] 杜功焕,朱哲民,龚秀芬.声学基础[M].2版.南京:南京大学出版社,2001.
- [7] 静波,陈之炎.机械振动测量的激光干涉技术原理及其应用[J].噪声与振动控制,1995,10(5):40-43.
JI Bo, CHEN Zhiyan. Mechanical vibration measurement laser interferometer theory and application [J]. Noise and Vibration Control, 1995, 10(5):40-43.

《压电与声光》广告免费咨询卡

姓名:_____ 职务:_____ 职称:_____ 单位:_____

地址:_____ 邮编:_____ 电话:_____

您对本刊_____年_____期的 ☐彩色 ☐黑白 ☐刊花广告

_____公司(厂家)_____产品/技术感兴趣

希望:☐索取公司资料 ☐索取产品资料 ☐询问价格 ☐建立业务联系 ☐其他_____

请将卡片寄往(或传真):《压电与声光》编辑部 读者服务部

通讯地址:重庆南坪 2513 信箱(400060) 电话:023-62919570 传真:023-62805284

复印有效