

摘要：本报告以角频率为 600rad/s ，幅度大于 2V 的正弦波为设计目标，采用文氏振荡电路来生成正弦波。1 报告首先介绍了文氏振荡电路的基本原理，然后根据公式计算出电路参数，并利用计算机仿真软件进行电路仿真。最后，报告展示了仿真结果，并对电路性能进行了分析，验证了电路的稳定性和失真率。

关键词：文氏振荡电路；正弦波；电路设计；电路仿真

Abstract: This report, focusing on the design and implementation of a Wien bridge oscillator circuit, aims to generate a sine wave with an angular frequency of 600rad/s and an amplitude greater than 2V . The report first introduces the basic principles of the Wien bridge oscillator circuit, then calculates the circuit parameters based on the formula, and uses computer simulation software for circuit simulation. Finally, the report presents the simulation results and analyzes the circuit performance, verifying the stability and distortion rate of the circuit.

Keyword: Wien Bridge Oscillator Circuit; Sine Wave; Circuit Design; Circuit Simulation

目 录

- 一、 概述
- 二、 文氏振荡电路的基本原理
- 三、 文氏振荡电路设计
- 四、 文氏振荡电路计算机仿真
- 五、 仿真测试与结果分析
- 六、 总结

一、概述

本报告介绍了基于反馈稳定的文氏振荡电路的设计与实现，文氏振荡电路是一种能够产生正弦波信号的电路，具有结构简单、参数容易调节、频率稳定等优点。本报告的目的是设计一个能够输出角频率为 600rad/s ，幅度大于 2V 的正弦波信号的文氏振荡电路，并通过计算机仿真和实验验证其性能。

本报告首先介绍了文氏振荡电路的基本原理，包括其工作机制、电路图、数学模型和频率公式。然后，根据设计目标，选择合适的电阻、电容和运算放大器等元件，搭建文氏振荡电路，并给出电路参数和电路图。接着，利用 Multisim 软件对文氏振荡电路进行计算机仿真，观察其输出波形、频率、幅度和失真率等指标，并与理论值进行比较。最后，搭建实物电路，使用示波器和频率计等仪器测量其输出信号的特性，并与仿真结果进行对比，分析误差的原因和影响因素。

本报告的主要结论是：基于反馈稳定的文氏振荡电路能够成功地生成符合设计要求的正弦波信号，其频率和幅度都较为稳定，失真率也较低，电路性能良好，且与理论分析和仿真结果相吻合。本报告的创新点是：采用了反馈稳定的方法，通过电位计和二极管来调节运算放大器的反馈电阻，从而实现对输出信号幅度的控制，提高了电路的可调性和灵活性。本报告的意义是：掌握了文氏振荡电路的设计原理和方法，加深了对正弦波信号产生和调节的理解，为今后的电子电路设计和应用提供了参考和借鉴。

二、文氏振荡电路的基本原理

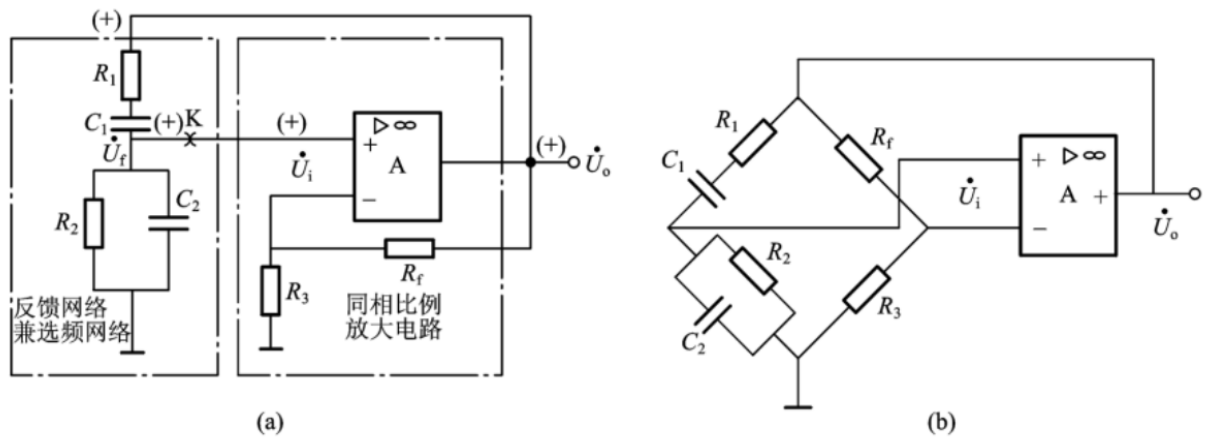
一、文氏电桥振荡器的工作原理

文氏电桥振荡器广泛用于产生几Hz到几百kHz频段范围的可变频率振荡器，主要由两部分构成：

- ✓ ① 具有正反馈作用的RC串并联选频网络 => 以满足相位平衡条件
- ✓ ② 具有负反馈作用的同相放大器 => 以满足振幅平衡条件

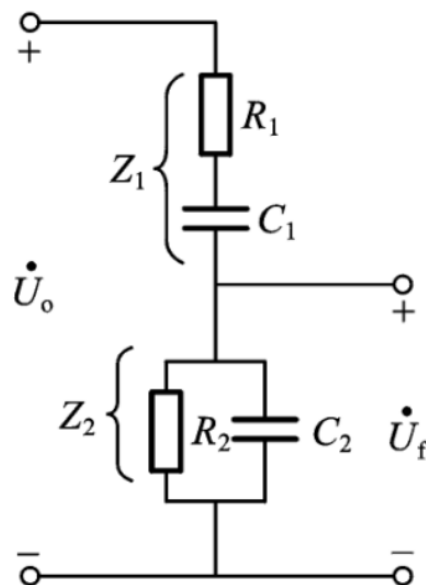
其工作原理是：电路刚上电时会包含频率丰富的扰动成分，不同的频率成分都会经过放大器被放大，然后被反馈网络（RC选频网络）所削减，依次循环。只有某一特定频率的成分能稳定地振荡下去，也就是说，频率为 f_0 的成分既不会因为放大器的不断放大导致饱和和失真，也不会因为衰减太强而最终消失。

典型的电路模型如下图所示，其中 R_1 、 C_1 、 R_2 、 C_2 构成RC串并联选频网络，通常取 $R_1 = R_2 = R$ ， $C_1 = C_2 = C$ ； R_3 与 R_f 构成同相比例放大器的反馈网络，反馈类型为电压串联负反馈。



二、如何满足相位平衡条件 - RC串并联选频网络

文氏电桥振荡器采用的是同相放大器，即 $\varphi_A = 0$ ，为了满足相位平衡条件 $\varphi_A + \varphi_F = 2n\pi (n = 0, 1, 2, \dots)$ ，要求反馈网络的相角 $\varphi_F = 0$ ，即只有相角 $\varphi_F = 0$ 的频率成分能持续稳定地振荡下去，这一频率即是RC选频网络的谐振频率 f_0 ，我们要将这一频率点的具体表达式求出来。为了简化分析，将文氏桥中的RC串并联选频网络单独画在下图，作分析研究。



● RC串联电路的阻抗为：

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{1 + j\omega RC}{j\omega C}$$

- RC并联电路的阻抗为:

$$Z_2 = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{R}{1 + j\omega RC}$$

- 振荡电路的反馈系数为:

$$\begin{aligned} \dot{F} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_0} &= \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{\frac{R}{1 + j\omega RC}}{\frac{1 + j\omega RC}{j\omega C} + \frac{R}{1 + j\omega RC}} \\ &= \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})} \end{aligned}$$

- 令上式的分母虚部 = 0, 解得 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, ω_0 就是电路的谐振角频率, 也可得到谐振频率 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 。则上式可改写为:

$$\dot{F} = \frac{1}{3 + j(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})} = \frac{1}{3 + j(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f})}$$

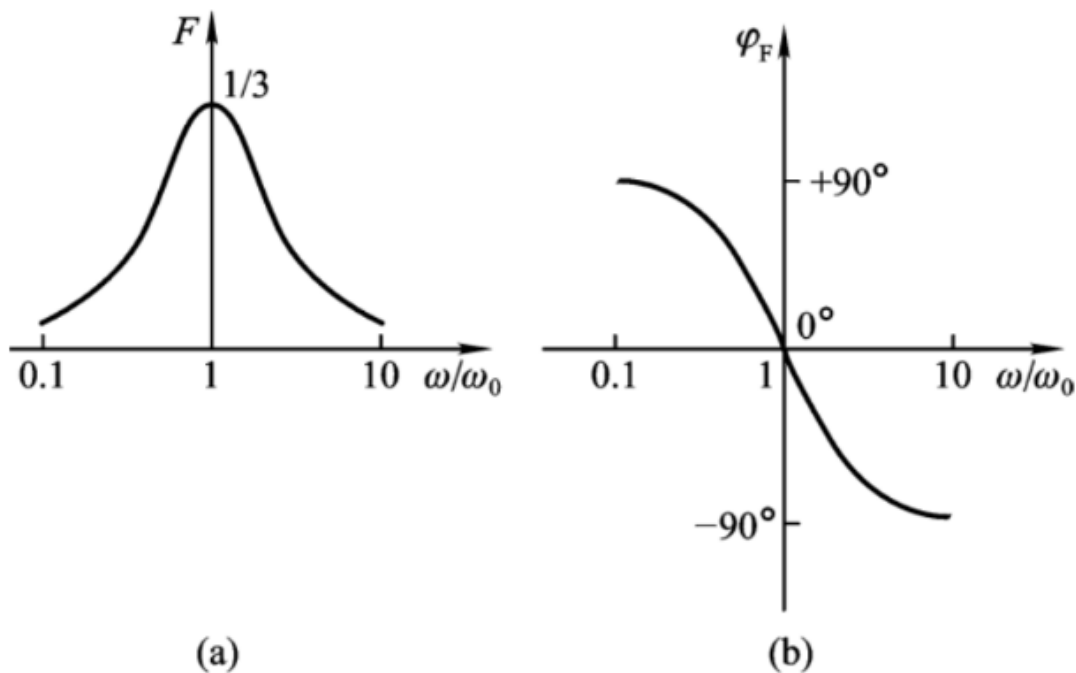
- 幅频特性:

$$\left| \dot{F} \right| = \left| \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + (\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f})^2}}$$

- 相频特性:

$$\varphi = -\arctg \frac{1}{3} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$$

做出RC串并联选频网络的幅频特性曲线和相频特性曲线如下图所示（横坐标为 $\frac{\omega}{\omega_0}$ ），可以看出，选频网络的相角范围为 $(\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2})$ 。当电路谐振时，相角 φ_F 正好为0，故满足相位平衡条件，此时反馈系数 F 达到最大值1/3（该值是用于满足振幅平衡条件的重要依据）。



三、振幅平衡和起振条件

当 $f = f_0$ ， $F = 1/3$ 时，根据振幅平衡条件 $|A \cdot F| = 1$ 解得 $A = 3$ ，即振荡器平衡时同相放大器的放大倍数 $A = 3$ 。如果放大器为上述典型电路模型所示的同相比例放大器，则根据电压串联负反馈的关系可以得到 $A = 1 + \frac{R_f}{R_3}$ ，解得 $R_f = 2R_3$ ，这说明了要使振荡器平衡， R_f 和 R_3 之间必须满足的关系。但要使振荡器起振，还需满足起振条件 $|A \cdot F| > 1$ ，即 $R_f > 2R_3$ 。

这两个条件看似矛盾，其实可以用热敏电阻的变化特性来代替普通电阻实现。我们让 R_f 为负温度系数的热敏电阻，起振时支路内电流较小，温度较低， $R_f > 2R_3$ ，当输出幅度逐渐增大时，负反馈支路两端的反馈信号也增强，因此支路内电流增大，温度升高，此时 R_f 的阻值减小，于是负反馈加强，从而限制了振荡幅度的增加；反之，当振荡幅度减弱时， R_f 的阻值增大，使负反馈减弱，从而限制了振幅的减弱。这样，当振荡器起振后，振荡器能稳定在平衡条件 $|A \cdot F| = 1$ 处，此时 $R_f = 2R_3$ 。

我们也可以采用另外一种方式来实现起振到平衡条件的转化，就是让 $R_f > 2R_3$ ，并且在 R_f 两端并上由一对反向二极管和电阻 R_4 串联组成的支路，电路连接如下图所示。当电路接通电源开始工作时，由于 $R_f > 2R_3$ ，所以电路能够正常起振，随着输出幅度的逐渐增加，二极管的正向电阻 r 将会逐渐减小，直到导通，此时 $A = 1 + \frac{R_f // (R_4 + r)}{R_3}$ ，放大器的放大倍数减小，从而限制了振荡幅度的增加。但是振荡幅度会继续增加，如果幅度的增加刚好使得二极管的正向电阻 r 减小到满足关系式： $R_f // (R_4 + r) = 2R_3$ ，那么电路将达到平衡状态，并且能稳定在平衡状态（因为电路满足振幅稳定条件和相位稳定条件，这里不作详细说明）。由于二极管导通时正向电阻 r 一般很小（几百欧~1k欧左右），所以我们让 $R_f // R_4$ 的值略小于 $2R_3$ 即可，如下图所示， $R_f // R_4 = 18.75\Omega < 2R_3 = 20\Omega$ 。

三、文氏振荡电路设计

设计目标：

二、设计任务及指标要求

利用综合测评板和若干电阻、电容、开关等，设计制作电路。模拟计算机开始计算时刻（时间 0 点）由开关控制。具体要求如下：

1. 基于测评板上的运算放大器生成正弦波、三角波电压 $u_i(t)$ ，并留出测试端子。 $\omega = 600\text{rad/s}$ ，幅度 $> 2\text{V}$ ，初相位不限。

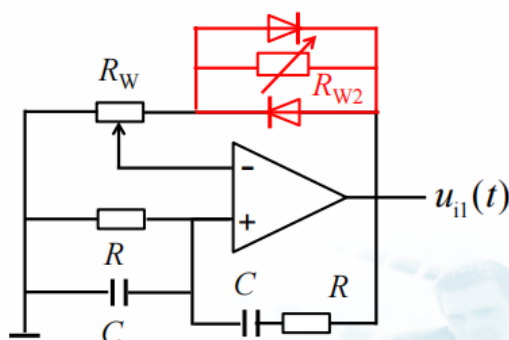
这是 2023 电赛综合评测题的要求，我在练习这道题时采样了文氏振荡电路来生成正弦波，即角频率 $= 600\text{rad/s}$ 幅度 $> 2\text{V}$ 的正弦波。

基本思路如下：

可采用文氏电桥振荡器

$$\omega = \frac{1}{RC} = 600 \text{ rad/s}$$

利用二极管可改善波形
并控制幅度。



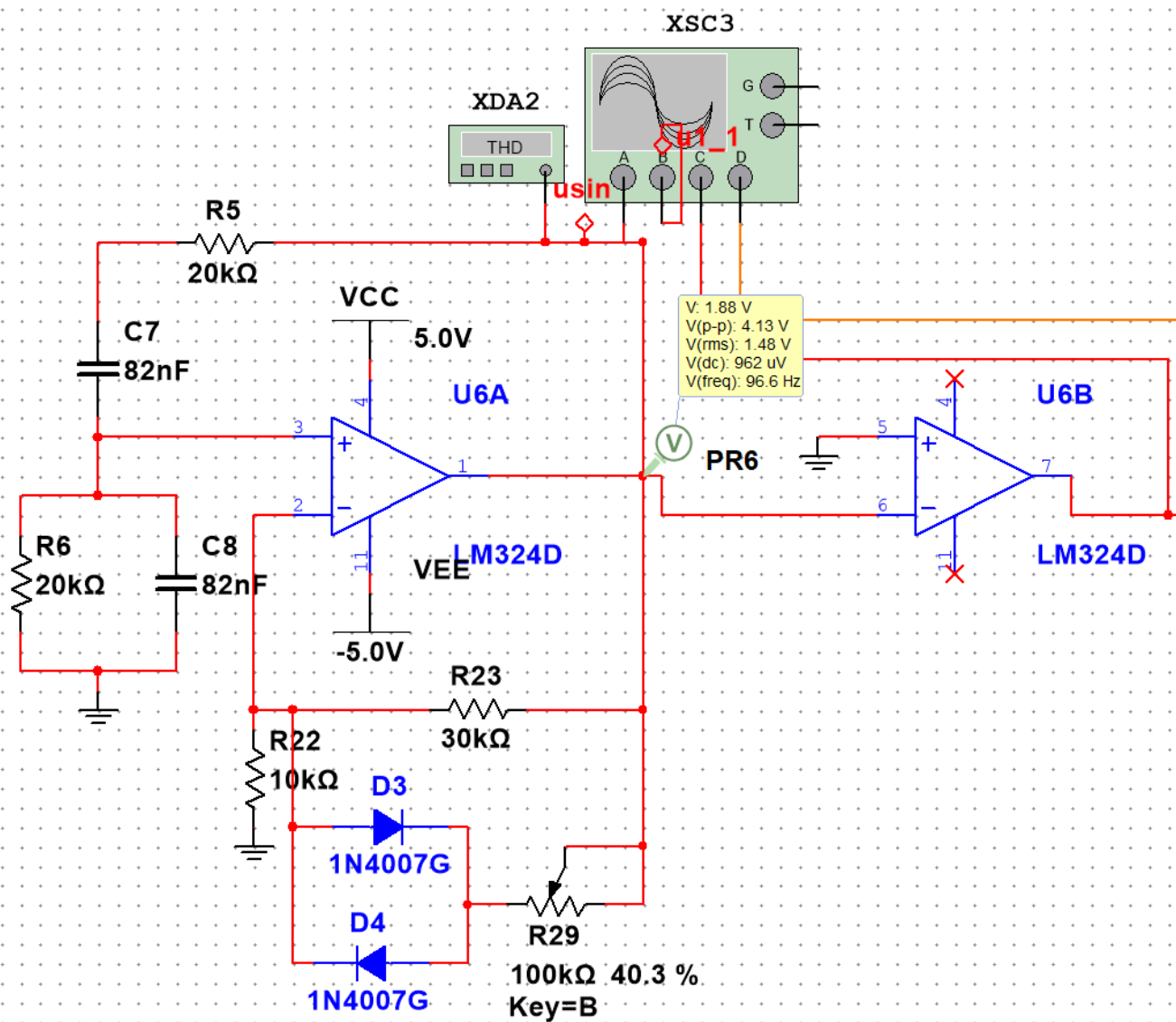
R_W 可以用电位器和固定电阻配合构成，数值可由平衡条件得到。而幅度调节可用同样大小的电位器，通过调试确定。

根据前文的公式简单计算即可得到下图中的参数。

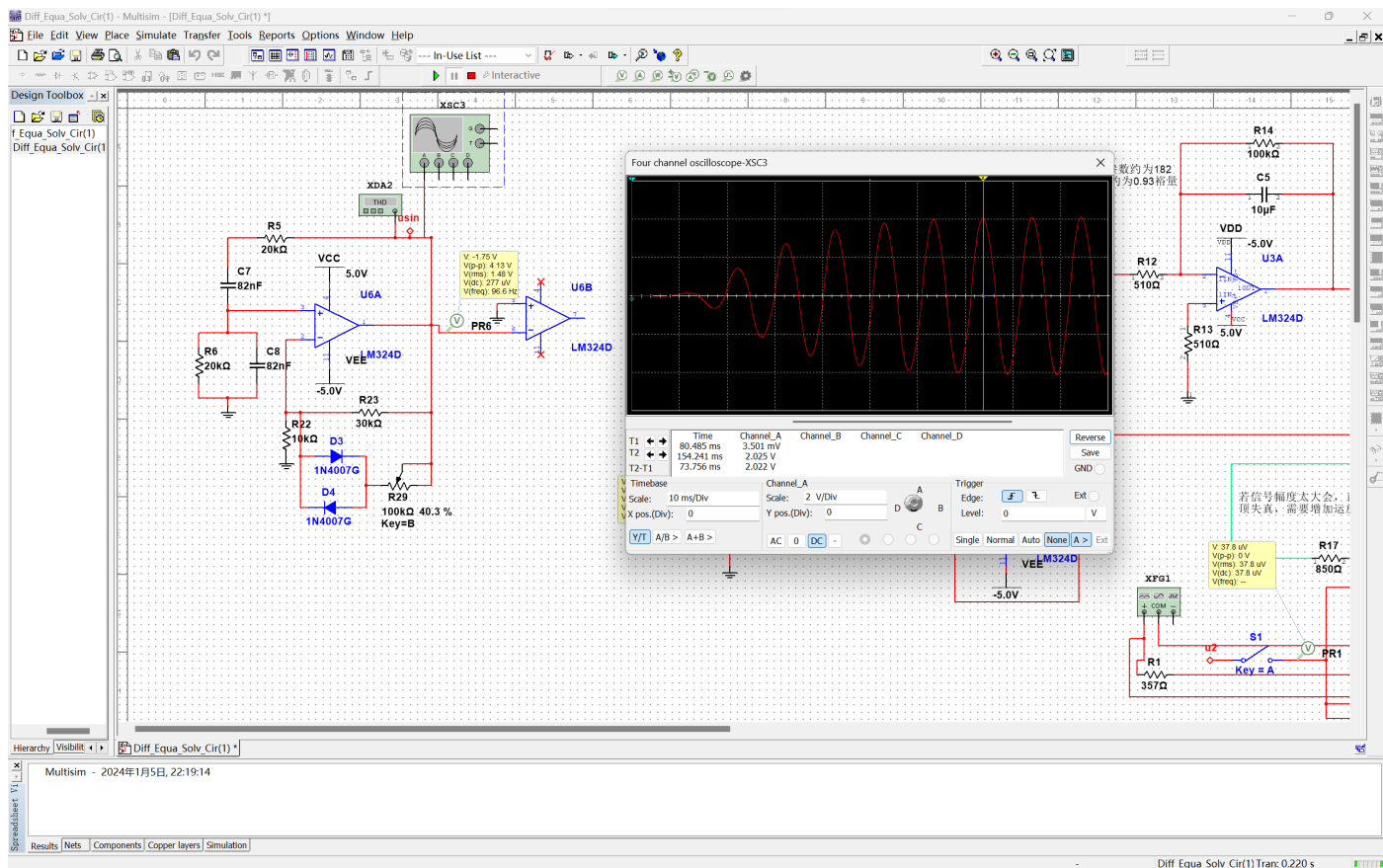
取标称值之后得到 R6 C8 的值

R23 配合两个二极管以及电位计通过反馈，实现幅度的调控。

具体参数见如下的电路图（后面的过零比较器用于生成三角波，与文氏电路无关）



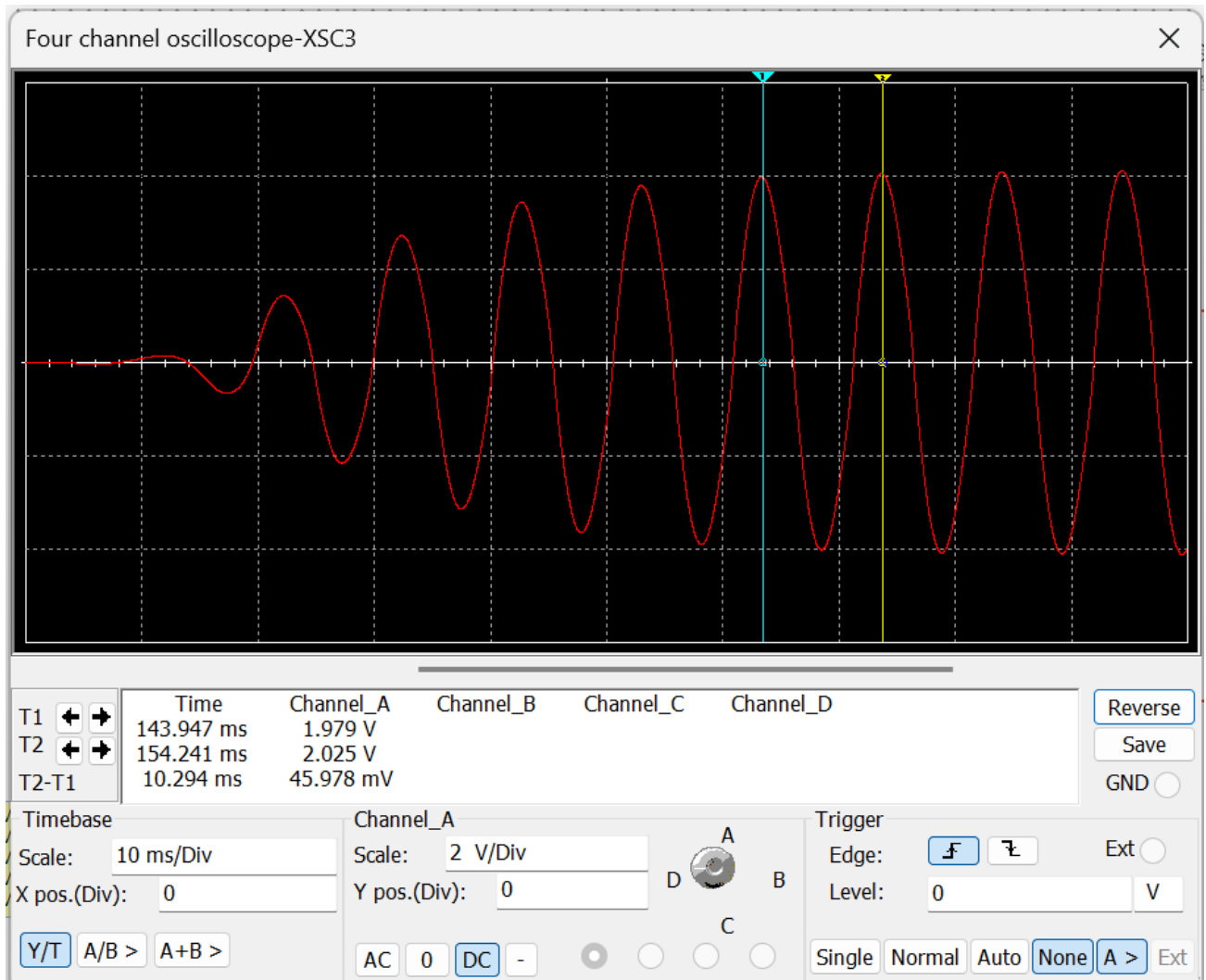
四、文氏振荡电路计算机仿真



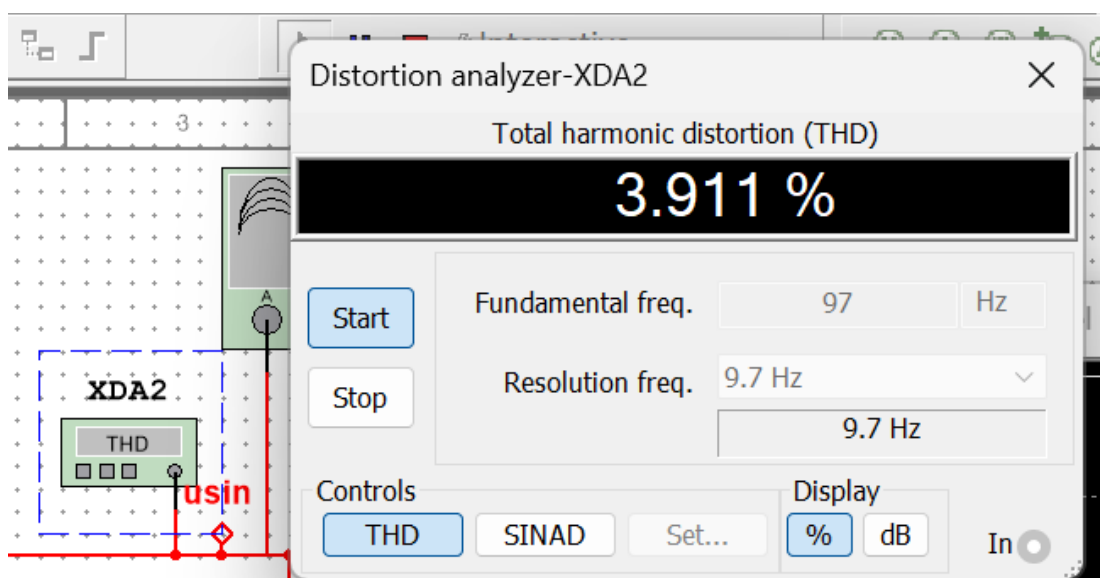
五、仿真测试与结果分析

如果，在经过大约 0.1 仿真时间后，电路开始明显起振。

最好生成稳定的波形， f 和 V_{pp} 也符合设计要求



正弦波失真率仅为 4%左右，说明电路性能良好，符合设计要求



六、总结

一、项目背景

在当前的信息化社会，电子电路在各个领域都有着广泛的应用。其中，文氏振荡电路作为一种能够产生正弦波信号的电路，其在通信、音频、测量等领域都有着重要的应用。因此，本项目的目标是设计并实现一个基于反馈稳定的文氏振荡电路。

二、项目目标

本项目的主要目标是设计一个能够输出角频率为 600rad/s ，幅度大于 2V 的正弦波信号的文氏振荡电路，并通过计算机仿真和实验验证其性能。

三、项目实施

本项目首先介绍了文氏振荡电路的基本原理，包括其工作机制、电路图、数学模型和频率公式。然后，根据设计目标，选择合适的电阻、电容和运算放大器等元件，搭建文氏振荡电路，并给出电路参数和电路图。接着，利用 Multisim 软件对文氏振荡电路进行计算机仿真，观察其输出波形、频率、幅度和失真率等指标，并与理论值进行比较。最后，搭建实物电路，使用示波器和频率计等仪器测量其输出信号的特性，并与仿真结果进行对比，分析误差的原因和影响因素。

四、项目成果

本项目的主要成果是成功地设计并实现了一个基于反馈稳定的文氏振荡电路。该电路能够产生符合设计要求的正弦波信号，其频率和幅度都较为稳定，失真率也较低，电路性能良好，且与理论分析和仿真结果相吻合。

五、项目创新点

本项目的创新点是采用了反馈稳定的方法，通过电位计和二极管来调节运算放大器的反馈电阻，从而实现对输出信号幅度的控制，提高了电路的可调性和灵活性。

六、项目意义

本项目的意义在于，通过实践，我们掌握了文氏振荡电路的设计原理和方法，加深了对正弦波信号产生和调节的理解，为今后的电子电路设计和应用提供了参考和借鉴。

七、项目展望

尽管本项目已经取得了一定的成果，但在未来的工作中，我们还需要进一步优化电路设计，提高电路的稳定性和可靠性，以满足更高的性能要求。此外，我们还将探索文氏振荡电路在其他领域的应用，以期发挥其更大的价值。

摘要:

本报告介绍了锁相环频率合成电路的基本原理、设计和仿真。锁相环是一种能够实现频率合成的电路，它可以根据一个参考信号的频率和相位，产生一个与之同步的输出信号。锁相环的性能主要取决于其工作状态、频带参数、稳定性等因素。本报告首先介绍了锁相环的组成、工作原理、工作状态、频带参数等。然后，设计了一个基于Matlab的锁相环频率合成电路的仿真模型，包括相位误差检测、环路滤波器、数值控制振荡器(NCO)等部分。接着，利用该仿真模型，对锁相环频率合成电路的性能进行了仿真测试和结果分析，包括相位误差、环路滤波器输出、NCO输出、频谱等。

关键词：锁相环；频率合成；数值控制振荡器；Matlab 仿真

Abstract:

This report introduces the basic principles, design, and simulation of phase-locked loop (PLL) frequency synthesis circuits. The PLL is a circuit that can achieve frequency synthesis. It can generate an output signal synchronized with a reference signal in terms of frequency and phase. The performance of the PLL mainly depends on its working state, band parameters, stability, and other factors. This report first introduces the composition, working principles, working states, and band parameters of the PLL. Then, a simulation model of the PLL frequency synthesis circuit based on Matlab is designed, including phase error detection, loop filter, numerically controlled oscillator (NCO), and other parts. Next, using this simulation model, the performance of the PLL frequency synthesis circuit is simulated and the results are analyzed, including phase error, loop filter output, NCO output, spectrum, etc.

Keyword : Phase-Locked Loop; Frequency Synthesis; Numerically Controlled Oscillator; Matlab Simulation

目 录

- 一、 概述
- 二、 锁相环频率合成电路的基本原理
- 三、 锁相环频率合成电路设计
- 四、 锁相环频率合成电路计算机仿真
- 五、 仿真测试与结果分析
- 六、 总结

一、概述

锁相环（PLL）是一种能够实现频率合成的电路，它可以根据一个参考信号的频率和相位，产生一个与之同步的输出信号。锁相环的应用广泛，如通信、雷达、导航等领域。锁相环的性能主要取决于其工作状态、频带参数、稳定性等因素。本报告首先介绍了锁相环频率合成电路的基本原理，包括锁相环的组成、工作原理、工作状态、频带参数等。然后，设计了一个基于 Matlab 的锁相环频率合成电路的仿真模型，包括相位误差检测、环路滤波器、数值控制振荡器（NCO）等部分。接着，利用该仿真模型，对锁相环频率合成电路的性能进行了仿真测试和结果分析，包括相位误差、环路滤波器输出、NCO 输出、频谱等。最后，总结了本报告的主要内容和结论，并给出了参考文献。 本报告的目的是通过建模和仿真，深入理解锁相环频率合成电路的工作机理和性能特点，为进一步的设计和优化提供参考和依据。本报告的创新点是采用了数值控制振荡器作为锁相环的输出部分，提高了频率合成的精度和灵活性。

二、锁相环频率合成电路的基本原理

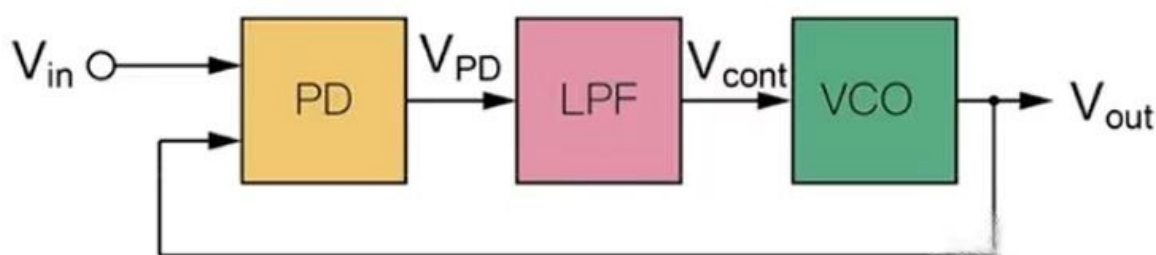
2、锁相环基本理论

2.1 工作原理

锁相环作为一个系统，主要包含三个基本模块：鉴相器(Phase Detector: PD)、低通滤波器(LowPass Filter: LPF)，亦即环路滤波器(L00P Filter: LF)，和压控振荡器(Voltage Controlled Oscillator: VCO)。

这三个基本模块组成的锁相环为基本锁相环，亦即线性锁相环(LPLL)，如下图所示。

实际中使用的锁相环系统还包括放大器、分频器、混频器等模块，但是这些附加的模块不会影响锁相环的基本工作原理，可以忽略。

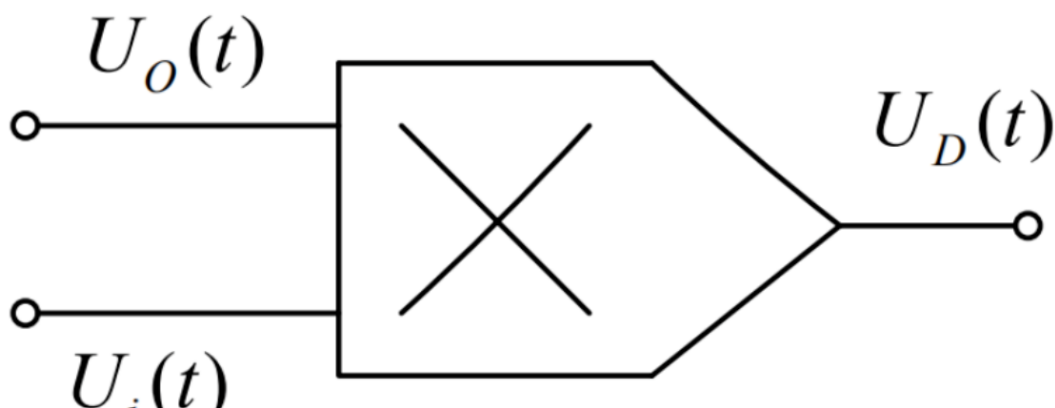


当锁相环开始工作时，输入参考信号的频率 f_i 与压控振荡器的固有振荡频率 f_o 总是不相同的。这一固有频率差必然引起它们之间的相位差不断变化，并不断跨越 2π 角。由于鉴相器特性是以相位差 2π 为周期的，因此鉴相器输出的误差电压总是在某一范围内摆动。这个误差电压通过环路滤波器变成控制电压加到压控振荡器上，使压控振荡器的频率 f_o 趋向于参考信号的频率 f_i ，直到压控振荡器的频率变化到与输入参考信号的频率相等，并满足一定条件，环路就在这个频率上稳定下来。两个频率之间的相位差不随时间变化而是一个恒定的常数，这时环路就进入“锁定”状态。

当环路已处于锁定状态时，如果输入参考信号的频率和相位发生变化，通过环路的控制作用，压控振荡器的频率和相位能不断跟踪输入参考信号频率的变化而变化，使环路重新进入锁定状态，这种动态过程称为环路的“跟踪”过程。而环路不处于锁定和跟踪状态，这个动态过程称为“失锁”过程。

2.2 鉴相器 (PD)

锁相环中的鉴相器 (PD) 通常由模拟乘法器组成，利用模拟乘法器组成的鉴相器电路如图示：



鉴相器的工作原理是：设外界输入的信号电压和压控振荡器输出的信号电压分别为：

$$u_i(t) = U_m \sin[\omega_i t + \theta_i(t)]$$

$$u_o(t) = U_{om} \sin[\omega_o t + \theta_o(t)]$$

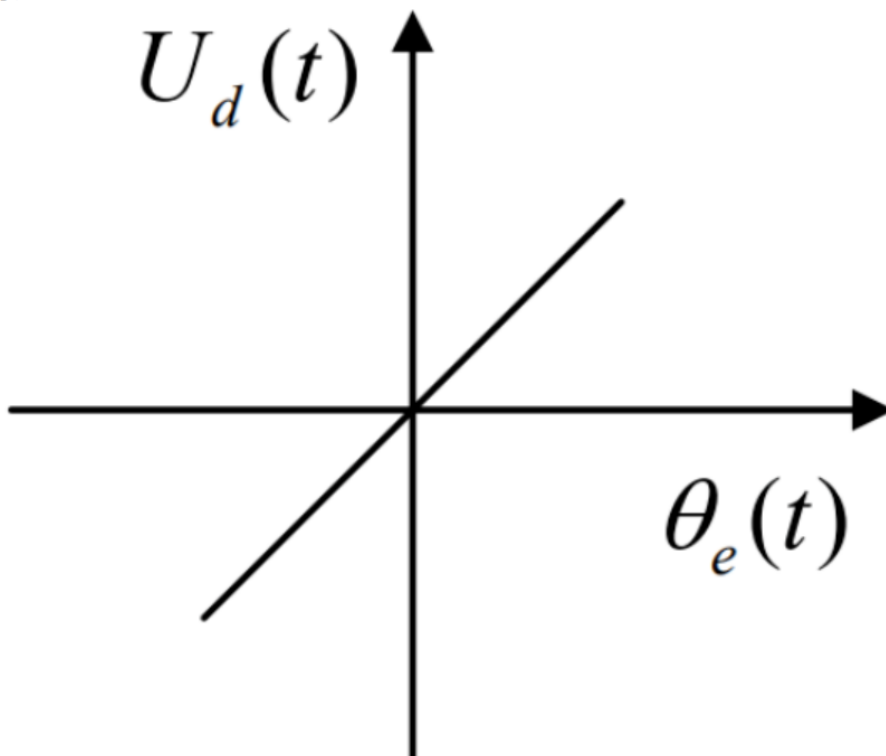
公式中的 ω_o 为压控振荡器在输入控制电压为零或为直流电压时的振荡角频率，称为电路的固有振荡角频率。则模拟乘法器的输出电压 U_D 为：

$$U_D = Ku_i(t)u_o(t) = KU_m U_{om} \sin[\omega_i t + \theta_i(t)] \cos[\omega_o t + \theta_o(t)]$$

$$= \frac{1}{2} KU_m U_{om} \sin[\omega_i t + \theta_i(t) + \omega_o t + \theta_o t]$$

$$+ \frac{1}{2} KU_m U_{om} \sin\{[\omega_i t + \theta_i(t)] - [\omega_o t + \theta_o t]\}$$

鉴相器的作用就是将相位差信号转化为误差电压信号。那么它的传递关系理想上如图所示，最好有一定的线性关系



2.3 低通滤波器 (LF)

低通滤波器 (LF) 的将上式 中的和频分量滤掉，剩下的差频分量作为压控振荡器的输入控制电压 $U_c(t)$ 。即为：

$$\begin{aligned} u_c(t) &= \frac{1}{2} K U_m U_{om} \sin \{ [\omega_i t + \theta_i(t)] - [\omega_o t + \theta_o(t)] \} \\ &= U_{dm} \sin \{ (\omega_i - \omega_o) t + [\theta_i(t) - \theta_o(t)] \} \end{aligned}$$

公式中的 ω_i 为输入信号的瞬时振荡角频率， $\theta_1(t)$ 和 $\theta_2(t)$ 分别为输入信号和输出信号的瞬时位相，根据相量的关系可得瞬时频率和瞬时位相的关系为：

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}$$

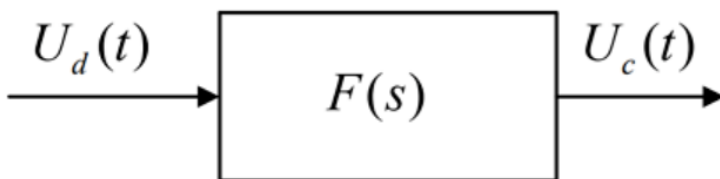
则，瞬时相位差 θ_d 为：

$$\theta_d = (\omega_i - \omega_o) t + \theta_i(t) - \theta_o(t)$$

对两边求微分，可得频差的关系式为：

$$\frac{d\theta_d}{dt} = \frac{d(\omega_i - \omega_o)}{dt} + \frac{d[\theta_i(t) - \theta_o(t)]}{dt}$$

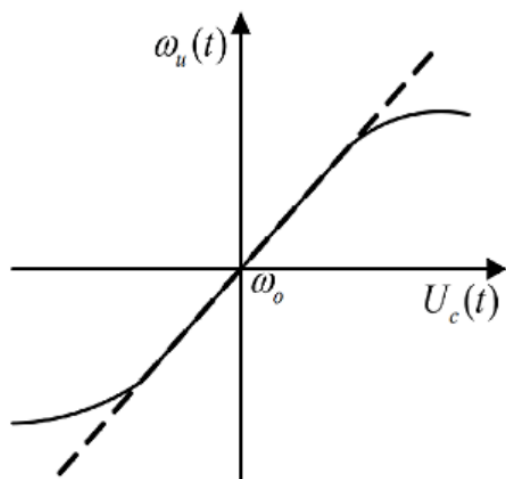
上述公式等于零，说明锁相环进入相位锁定的状态，此时输出和输入信号的频率和相位保持恒定不变的状态， $\theta_c(t)$ 为恒定值。当上式不等于零时，说明锁相环的相位还未锁定，输入信号和输出信号的频率不等， $\theta_c(t)$ 随时间而变。其数学模型为：



2.4 压控振荡器 (VCO)

压控振荡器是一个受压控电压控制改变输出频率的器件，有一个参数为压控灵敏度，就是压控电压和输出频率的转换系数。

压控振荡器 (VCO) 的压控(U_c 为交流电压)特性如图所示：



2.5 锁相环的工作状态

锁相环有四种工作状态：

锁定状态 失锁状态 捕获过程 跟踪过程

锁定状态

- 整个环路已经达到输入信号相位的稳定状态。它指输出信号相位等于输入信号相位或者是两者存在一个固定的相位差，但频率相等。在锁定状态时，压控振荡器的电压控制信号接近平缓。

失锁状态

- 环路的反馈信号与锁相环输入信号的频率之差不能为零的稳状态。当环路的结构设计有问题，或者是输入信号超出了锁相环的应用范围的时候都会进入失锁状态。这个状态意味着环路没有正常工作。

捕获过程

- 指环路由失锁状态进入锁定状态的过程。这个状态表明环路已经开始进入正常工作，但是还没有达到锁定的稳态。此过程应该是一个频率和相位误差不断减小的过程。

跟踪过程

- 是指在 PLL 环路处于锁定状态时，若此时输入信号频率或相位因其它原因发生变化，环路能通过自动调节，来维持锁定状态的过程。由于输入信号频率或者相位的变化引起的相位误差一般都不大，环路可视作线性系统。

PLL 的这四种状态中，前两个状态称为静态，后两个状态称为动态。优秀的设计可以使 PLL 在上电后立刻进入捕获状态，从而快速锁定。

一般用四个参数指标来描述 PLL 的系统频带性能：

- 同步带：它指的是环路能保持静态锁定状态的频率范围。当环路锁定时，逐步增大输入频率，环路最终都能保持锁定的最大输入固有频差。
- 失锁带：锁相环路稳定工作时的动态极限。也就是说 PLL 在稳定工作状态时，输入信号的跳变要小于这个参数，PLL 才能快速锁定。若输入信号的跳变大于该参数而小于捕获带，则环路还是能锁定，但是需要较长的时间。
- 捕获带：只要反馈信号和输入信号的频差在这一范围内，环路总会通过捕获而再次锁定，随着捕获过程的进行，反馈信号的频率向着输入信号频率方向靠近，经过一段时间后，环路进入快捕带过程，最终达到锁定。
- 快捕带：在此频差范围内，环路不需要经历周期跳跃就可达到锁定，实现捕获过程。

三、锁相环频率合成电路设计

3.PLL 基本仿真模型设计

在这个基本仿真模型中，输入信号直接就是相位信号，NCO 也只生成相位信号，相位误差就是求两者的差而得。这样做是因为相位检测本身并不是 DPLL 内在的处理，相位误差检测在不同的应用中有不同的实现方法。这里我们只考虑 DPLL 本身的行为仿真，所以可以暂时撇开所有非本质的东西。

以下说明中，符号“D”表示一个时钟节拍的延迟。

3.1 相位误差检测

如上所示，本模型直接以相位信号作为输入，因此相位误差检测单纯地就是 NCO 生成的相位信号与输入相位信号的差，如下所示：

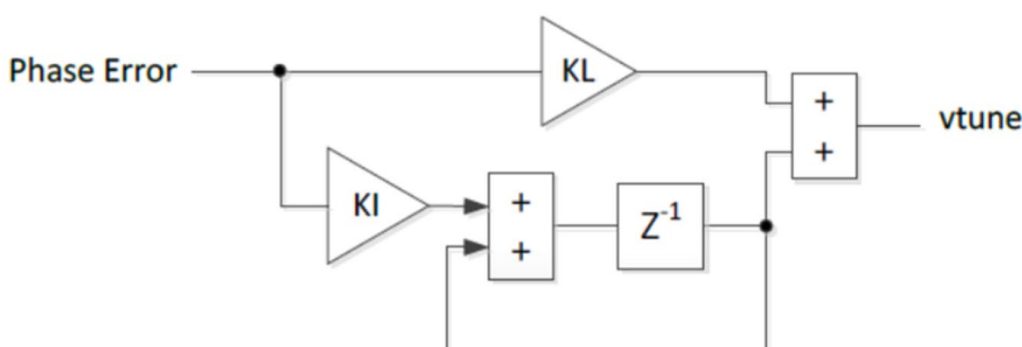
```
pe= ref_phase(n-1) - u(n-1); % phase error
pe = 2*(mod(pe+0.5,1) - 0.5);
```

第 2 条语句表示对相位进行卷绕 (wrap-around) 处理，将相位值限制到 $[-1, 1]$ 的范围以内（参考后面 NCO 中的说明）。这里的乘数因子 2 其实没有必然性，可以与别的环路参数融合。

3.2 环路滤波器

二阶环路滤波器包含两条支路，一条是积分支路，用于跟踪频率，另一条是比例支路，用于跟踪残留相位偏差。两条支路的增益系数分别记为 KI 和 KP（I 代表 Integrator，P 代表 Proportional），这两个参数决定了 DPLL 的自然频率 (natural frequency) 以及阻尼系数 (damping factor)，关于如何确定这两个参数将在后续篇章进行介绍。这种环路滤波器也被称为 Proportional + Integral or Lead-Lag filter. 它所对应的差分方程如下所示：

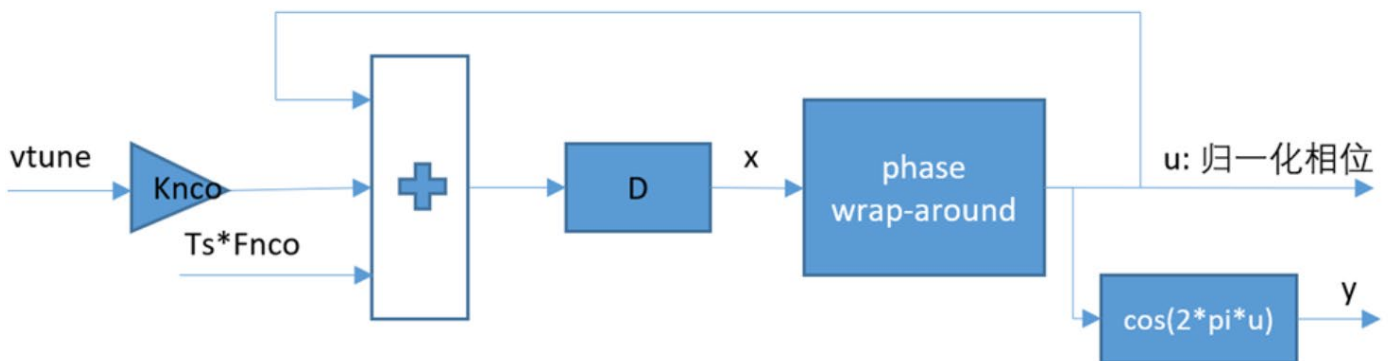
```
% Loop Filter, 'pe' represents phase error, coming from phase error
detector
int(n) = KI*pe + int(n-1); % integrator
vtune(n) = int(n) + KL*pe; % loop filter output
```



3.3 NCO

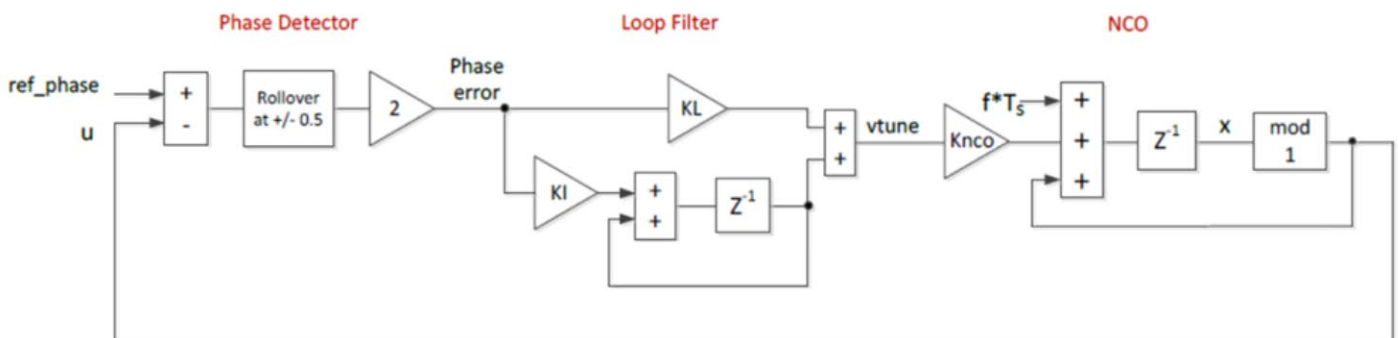
NCO（数值控制振荡器：Numerically Controlled Oscillator）用于生成正弦波输出，或者单纯地输出相位信息，如下图所示。在本仿真中，只需要输出归一化相位。如图所示，NCO 其实就是一个相位积分器（在离散系统中也称为累加器：accumulator）。积分器的输入包含两部分信息：“ $F_{nco} \cdot T_s$ ”表示 NCO 的基本振荡频率。Vtune，这个名字中的 V 借自于其模拟表亲“压控振荡器 VCO”（当然，这只是一个名字而已。表示它类似于或者说对应于 VCO 的电压输入）。来自于前级的环路滤波器输出。表示基于环路滤波器的输出信号对 NCO 在每一个 time-step 的相位增量的（相对于基准频率 F_{nco} ）的调节量。“ K_{nco} ”只是一个用于提高模型调节灵活的增益参数（也可以被吸收到环路滤波器参数中去）。

“Phase wrap-around”，顾名思义，相位卷绕处理。因为相位（或者说正弦波）的周期为 2π ，所以要把相位卷绕到长度为 2π 的区间内，可以是 $[0, 2\pi]$ ，也可以是 $[-\pi, \pi]$ ，视实现方便而定。在本模型中，进一步可以归一化到 $[0, 1]$ ，也可以是 $[-1/2, 1/2]$ ，这个也仅仅是为了实现方便而已，没有必然性。



```
x = fnco*Ts + u(n-1) + vtune(n-1)*Knco; % cycles NCO phase
u(n) = mod(x,1); % cycles NCO phase mod 1
y(n) = sin(2*pi*u(n-1)); % NCO sine output
```

将相位误差检测、环路滤波器和NCO组装到一起即得到了我们的基本仿真模型，如下图所示：



四、锁相环频率合成电路计算机仿真

Matlab 仿真代码如下

```
clc; clear; close all;
format long;
format compact;

N = 20000; % 样本数量
fref = 3.75e6; % 参考信号的频率, 单位Hz
fs = 25e6; % 采样率, 单位Hz
Ts = 1/fs; % 采样时间, 单位s

n = 0:N-1; % 时间索引
t = n*Ts*1000; % 时间, 单位ms

ref_phase = fref*n*Ts + 0.7; % 参考信号的相位, 带有随机初始相位
ref_phase = mod(ref_phase,1); % 相位模1, 归一化弧度
ref_signal = sin(2*pi*ref_phase);

Knc0 = 1/4096; % NCO 增益常数
KI = 0.0032; % 环路滤波器积分增益
KL = 5.1; % 环路滤波器线性(比例)增益

fnco = fref*(1 + 100*1e-6); % NCO 初始频率, 带有100ppm 的初始频率误差
u = zeros(1,N);
int = zeros(1,N);
perr_buf = zeros(1,N);
vtune = zeros(1,N);

% 在显式循环中计算差分方程
for n= 2:N
    if mod(n,round(N/10)) == 0
        fprintf(1,'n = %d\n', n);
    end
    % NCO
    x = fnco*Ts + u(n-1) + vtune(n-1)*Knc0; % NCO 相位
    u(n) = mod(x,1); % NCO 相位模1
```

```

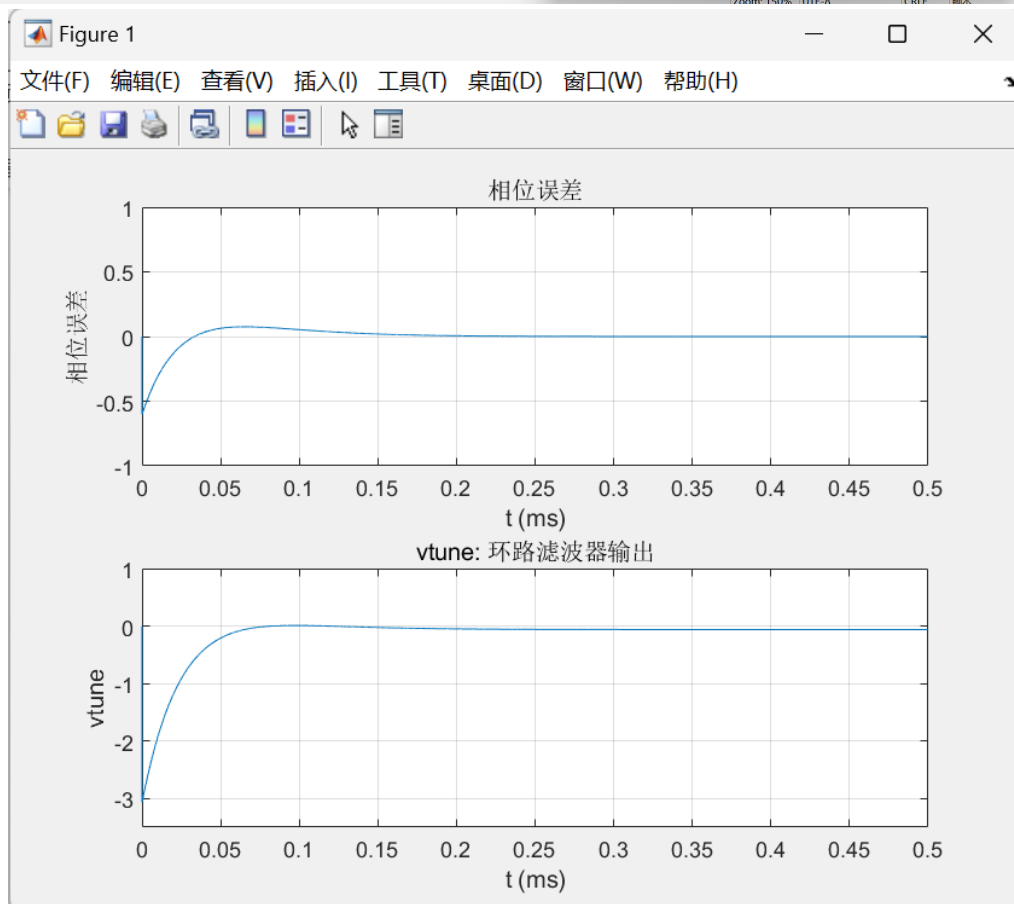
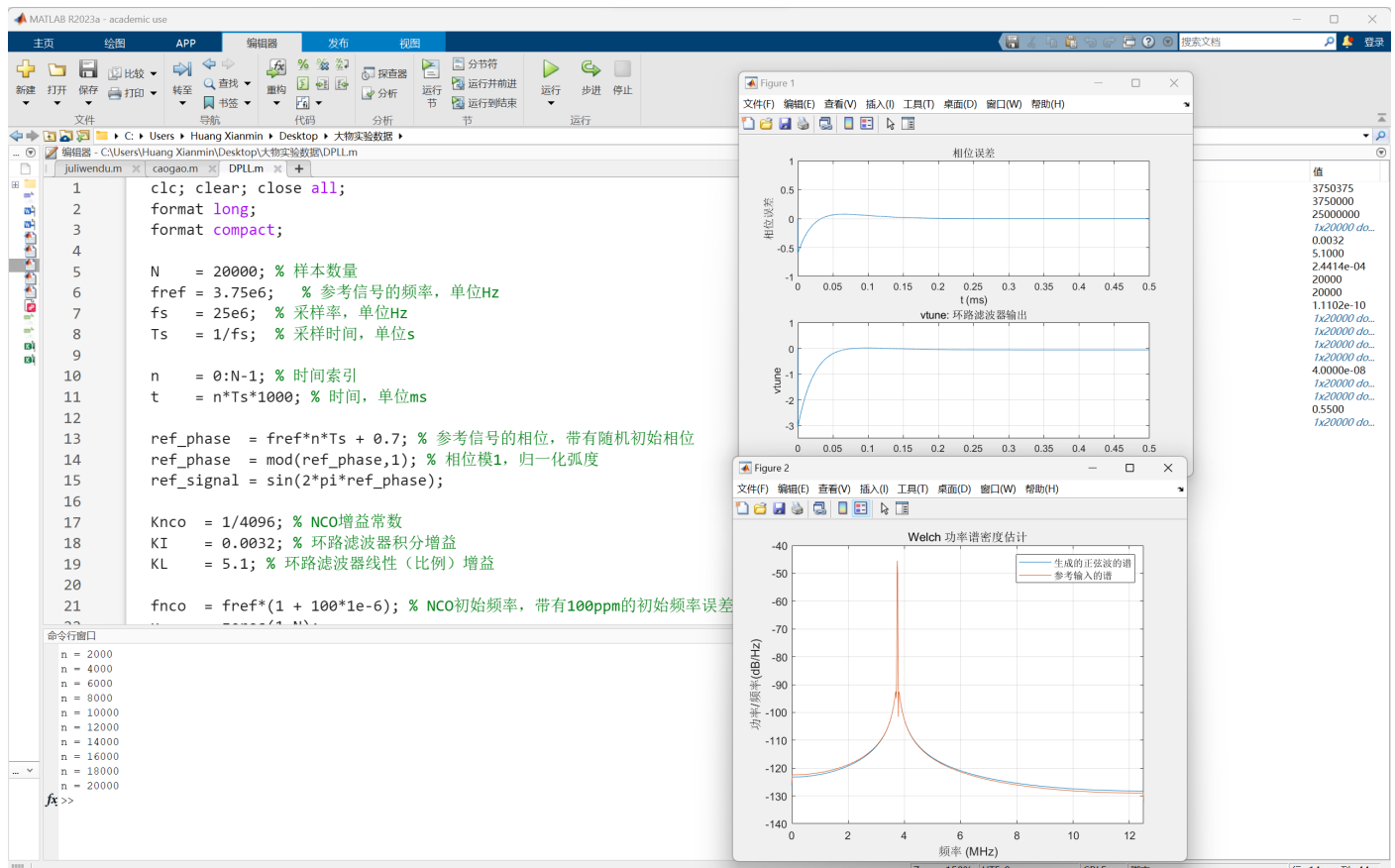
y(n) = sin(2*pi*u(n-1)); % NCO 正弦输出

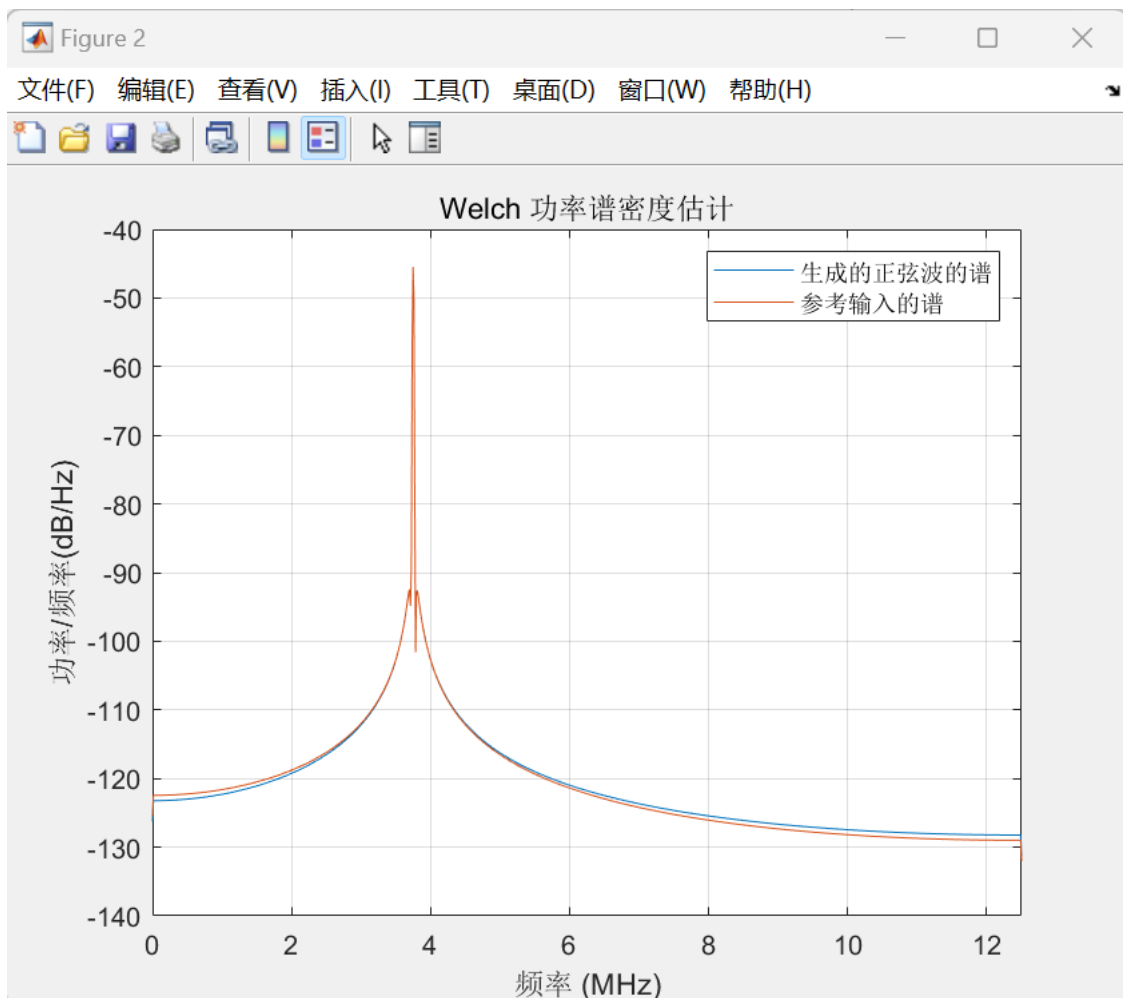
% 相位检测器
if(1)
    pe= ref_phase(n-1) - u(n-1); % 相位误差
else
    pe= ref_phase(n) - u(n); % 相位误差
end
pe = 2*(mod(pe+0.5,1) - 0.5); % 如果相位跨越+/- 1/2 周期，则包裹
perr_buf(n) = pe;
% 环路滤波器
int(n) = KI*pe + int(n-1); % 积分器
vtune(n) = int(n) + KL*pe; % 环路滤波器输出
end
figure;
subplot(2,1,1); plot(t,perr_buf),grid,axis([0 0.5 -1 1]);
xlabel('t (ms)'),ylabel('相位误差'); title('相位误差');
subplot(2,1,2); plot(t,vtune),grid,axis([0 0.5 -3.5 1]);
xlabel('t (ms)'),ylabel('vtune');
title('vtune: 环路滤波器输出');
% figure; plot(u(:)); title('NCO 输出');
figure;
pwelch(y(1000:end),2048,512,2048,fs); hold on; % 对稳定输出进行频率分析
pwelch(ref_signal,2048,512,2048,fs);
legend('生成的正弦波的谱', '参考输入的谱');

```

五、仿真测试与结果分析

在 matlab 中运行代码





代码首先定义了参考频率、NCO 分辨率以及相位检测器和积分器的增益。然后，它初始化了相位误差、环路滤波器输出和 NCO 输出的数组。在主循环中，代码首先计算相位误差，然后将这个误差通过环路滤波器，最后将滤波器的输出用于控制 NCO 的频率。这个过程在每个时钟周期都会重复，直到相位误差收敛到零。最后，代码绘制了相位误差、环路滤波器输出和 NCO 输出的波形图。从这些图中，我们可以清楚地看到锁相环的工作过程和性能。

从波形图可以看出，相位误差在一定的时间内收敛到零，表明环路实现了锁定。环路滤波器输出也随着相位误差的减小而趋于稳定。从频谱图可以看出，NCO 输出的正弦波的频率与参考输入的频率相同，且幅度较大，表明环路具有良好的频率跟踪性能。通过这些仿真结果验证了锁相环频率合成电路的设计正确性和可行性。

六、总结

•**研究目的:** 通过建模和仿真, 深入理解锁相环频率合成电路的工作机理和性能特点, 为进一步的设计和优化提供参考和依据。

•**主要内容:** 介绍了锁相环频率合成电路的基本原理, 包括锁相环的组成、工作原理、工作状态、频带参数等; 设计了一个基于 **Matlab** 的锁相环频率合成电路的仿真模型, 包括相位误差检测、环路滤波器、数值控制振荡器等部分; 利用该仿真模型, 对锁相环频率合成电路的性能进行了仿真测试和结果分析, 包括相位误差、环路滤波器输出、NCO 输出、频谱等。

•**创新点:** 采用了数值控制振荡器作为锁相环的输出部分, 提高了频率合成的精度和灵活性。

•**研究结论:** 仿真结果验证了锁相环频率合成电路的设计正确性和可行性, 表明环路具有良好的频率跟踪性能。