

文章编号: 1001-4322(2008)10-1707-04

采用直接数字频率合成器混频 信号的高频功率源设计*

李 冬¹, 高 敏², 胡桐宁³, 杨 军¹, 秦 斌¹

(1. 华中科技大学 电气与工程学院, 武汉 430074;

2. 武汉理工大学 自动化学院, 武汉 430070; 3. 华中科技大学 电子与信息工程系, 武汉 430074)

摘 要: 提取直接数字频率合成器芯片 AD9850 输出的混频信号作为系统的频率源,介绍了高频功率源的结构和原理。系统的工作频率范围为(96±1) MHz,最大输出功率为 10 kW。驱动级采用 MOSFET 晶体管功率放大模块,末级采用高频真空四极管 4CW10000B。四极管采用阴地电路,工作在甲乙类。高频功率源采用压控可变衰减器进行幅度调制,为满足系统的频率和幅值稳定度要求,功率源采用带温度补偿的晶体振荡器,并让四极管工作在过压状态。在应用 Ziegler-Nichols 法整定控制器的 PID 参数时,为实现控制系统的在线自整定,系统采用了继电器反馈法,由极限周期和增益得出 PID 参数。

关键词: 直接数字频率合成器; 四极管; 压控可变衰减器; PID 参数; 继电器反馈法

中图分类号: TN741; TN752.5 **文献标志码:** A

高频功率源虽然在广播、电视等领域有广泛的应用,技术也较成熟,但是由于谐振腔对高频功率源的技术要求与天线相比有很多的不同,例如,对天线负载来说末级放大器的输出功率和效率是主要的,然而对谐振腔来说,除输出功率和效率外,稳定性显得更为重要。基于此,谐振腔的高频功率源必须进行特殊的设计,才能较好地满足系统的要求。

频率合成器的稳定性和精确度直接关系到高频功率源性能的好坏。在目前通用的频率合成器中,直接数字频率合成器(DDS)和锁相环(PLL)是使用得较广泛的两种方式。相对于 DDS,锁相环频率合成器的频率转换时间较长,单环频率合成器的频率间隔不可能做得很小^[1],所以在设计中我们采用了 DDS 技术来实现频率合成。当前在低功率范围内晶体管基本取代了电子管,然而在大功率领域电子管依然占据主导。因而,对于这样最大输出功率为 10 kW 的高频系统,其末级一般采用高频真空四极管进行功率放大。本文即对采用 DDS 混频信号输出的高频功率源进行设计。

1 功率源的系统组成

驻波谐振腔对功率源输出信号的频率和幅度稳定度均有较高的要求,本系统的设计指标为:频率稳定度为 1×10^{-5} (6 h),负载电压稳定度为 5×10^{-4} (6 h)。功率源放大和控制环节的示意图如图 1 所示。

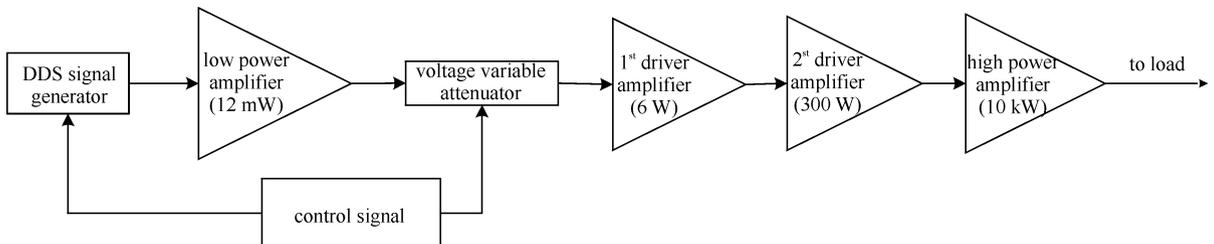


Fig. 1 Amplifying and controlling process

图 1 功率源放大及控制环节示意图

为满足频率稳定度的设计要求,功率源由带温度补偿的晶体振荡器给 DDS 芯片提供参考频率,由于设计方案中系统所需的频率信号为 DDS 输出的混频信号,所以在信号输入放大器之前需要用带通滤波器将基波信号和其它不需要的混频信号滤掉。低功率放大电路将高频信号放大到 12 mW 左右,然后由压控可变衰减器对

* 收稿日期:2007-12-24; 修订日期:2008-04-29

基金项目:国家自然科学基金重点项目(10435030)

作者简介:李 冬(1982—),男,博士,从事回旋加速器高频功率源研究;lidongwhut@smail.hust.edu.cn。

信号进行幅度调制,驱动级采用级连的两个 MOSFET 晶体管功率放大模块对信号进行放大,使其有足够的功率驱动四极管栅极。第一级模块将功率放大到 W 级,而第二级模块可将信号放大到 300 W 左右。末级四极管放大电路采用了阴地接法,信号从栅极输入,阳极输出,这样可以减小四极管所需的驱动功率。系统采用定向耦合器来检测驱动级输出馈线和四极管阳极输出馈线上的入射功率和反射功率。

在前期调试的过程中,可用转换开关将四极管输出端接 50 Ω 的纯阻性负载。在这种情况下,断开负载谐振电压反馈回路,调节系统参数以满足设计要求。然后将转换开关置于谐振腔负载端,功率源输出接谐振腔,对系统作进一步调试。

2 DDS 频率源

由于 DDS 具有相对带宽很宽、频率转换时间极短、频率分辨率很高、输出相位连续、可编程及全数字化结构便于集成等优越性能^[2],因而得到了广泛的应用。在设计中我们采用了 DDS 芯片 AD9850,它是一款输出频率和相位可编程的高集成度芯片,其 32 位的频率控制字能实现在输入参考频率为 125 MHz 时,输出频率调节精度为 0.029 1 Hz。其输出正弦波的频率与频率控制字的关系为

$$f_{\text{out}} = (\Delta_{\text{phase}} \times f_c) / 2^{32} \quad (1)$$

式中: Δ_{phase} 为 32 位频率控制字的值; f_c 为输入的参考频率; f_{out} 为输出的基波频率。在电源电压为 5 V 时,AD9850 的最大输入参考频率为 125 MHz,按理论推导可知输出正弦波的频率最大也只能达到 62.5 MHz,然而其内部的 D/A 转换器输出的采样信号的谱函数遵从 Nyquist 采样定理,确切地说,输出信号包含基波和混频信号,即输出包含 $f_o = n f_c \pm f_{\text{out}}$ 的频率信号。当参考频率为 120 MHz,输出基波频率为 24 MHz 时,输出信号的频谱如图 2 所示。

由图 2 可见,前几阶差、和频信号具有相对较高的幅值。各种混频信号的相对幅值包络线为 $|\sin(x)/x|$,式中 $x = \pi f_o / f_c$ 。由分析可知,当输出信号频率 $f_o = 24$ MHz 时其相对幅度为 0.935;当 $f_o = 96$ MHz 时相对幅度为 0.234,是 24 MHz 时的 1/4。基于以上分析可知,我们可以用 AD9850 在 120 MHz 的参考输入频率下输出 24 MHz 的基波信号,然后用中心频率为 96 MHz 的带通滤波器将 24 MHz 的基波和其它混频信号滤除,这样便可以得到所需的 96 MHz 信号。采用此方法时,只要带通滤波器在基波和一阶和频处有足够的幅值衰减度,并在低功率放大环节适当串接几级带通滤波器,系统就可以得到较满意的谐波抑制度。由于滤波器和低功率放大器相比高性能的 DDS 器件而言成本是较低的,所以相比于输出信号经低通滤波后取基波信号的方式,此方法不仅可以在一定频带范围内保证了所需信号的频率精度,同时也降低了频率合成器的成本。

3 真空四极管线路

负载要求功率源最大可提供 10 kW 的输出功率,所以功率源的末级采用真空四极管对高频信号进行放大。所选四极管的型号为 4CW10000B,其工作方式为甲乙类,阳极最大耗散功率为 12 kW,最大工作频率 110 MHz。对于 10 kW 这个功率等级,集总参数的器件由于欧姆损耗高,品质因数低等原因,一般难以满足系统要求。相比之

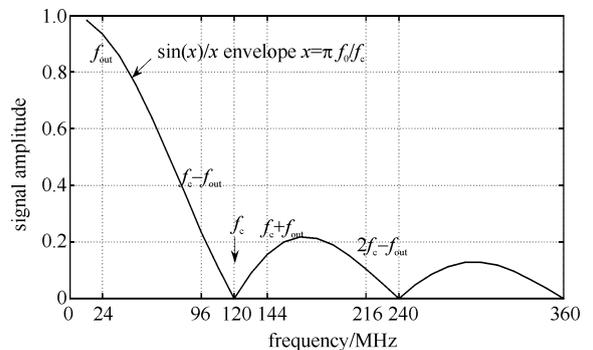


Fig. 2 Output spectrum of sampled signal

图 2 采样信号的输出频谱

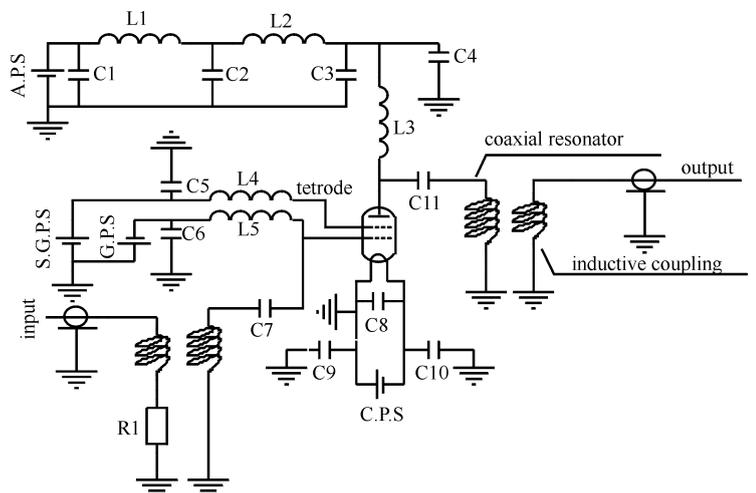


Fig. 3 Circuit of vacuum tetrode

图 3 真空四极管线路图

下,同轴结构的器件显得更为合适,因为这类器件不仅阻抗低、可承受的电流密度高,而且可使得线路的高频辐射损耗降至最小^[3]。为了满足负载电压稳定度的要求,四极管工作在过压状态,此时功率源相当于一个恒压源。四极管的线路如图 3 所示,栅极和阳极回路均采用并联馈电线路,其高频输入输出回路采用短路的同轴传输线构成谐振回路。谐振回路不仅工作效率要高,而且还应能承受高的电场应力,散发所产生的热量^[3]。

阳极和栅极的短路板均可以在一定范围内上下移动,从而调节短路线的长度,以保证在不同工作频率时回路处于谐振状态。短路线长度的估算公式为^[4]

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \arctan\left(\frac{X_1}{Z_c}\right) \quad (2)$$

式中: λ 为高频信号的波长; X_1 为谐振时短路线的输入阻抗; Z_c 为同轴传输线的特征阻抗。

图 4 示出了一种阳极耦合回路的简单示意图^[5],它相当于一个原边绕组、副边绕组均为一匝的变压器。其中, L 表示阳极短路线的长度, b 为耦合环的跨度,其它各量示于图中。

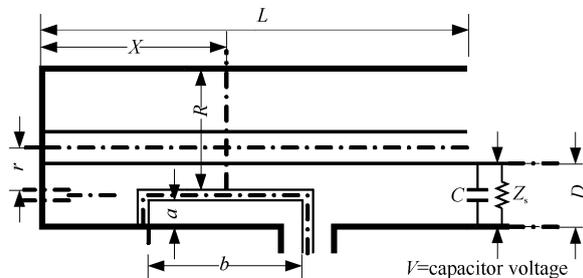


Fig. 4 Schematic of loop coupling

图 4 耦合环示意图

设定 V_1 为耦合环的电压(V), Z_1 为耦合环的阻抗(Ω),通过下面的公式^[3]可以估算出它们的值

$$V_1 = \left[5.51 \times 10^{-4} bfV \frac{\cos(\beta X)}{Z_c \sin(\beta L)} \right] \lg\left(\frac{D}{D-2a}\right) \quad (3)$$

$$Z_1 = \left[3.038 \times 10^{-7} \times Z_s bf \frac{\cos(\beta X)}{Z_c \sin(\beta L)} \right] \lg\left(\frac{D}{D-2a}\right)^2 \quad (4)$$

$$\frac{V_1^2}{Z_1} = \frac{V^2}{Z_s} \quad (5)$$

式中: f 为工作频率; Z_c 为阳极短路线的特性阻抗; Z_s 为设计要求的阳极阻抗。以上表达式中所有尺寸的单位为 mm,频率的单位为 MHz。

4 控制系统

控制系统的主要任务是:(1)根据负载的要求,控制 DDS 和压控可变衰减器,使功率源输出一定频率和功率大小的高频信号;(2)负责功率源的启动、停止和保护等逻辑;(3)监视系统的工作状态,便于工作人员对系统进行分析 and 调试;(4)控制腔体调谐装置,调节谐振腔的谐振频率。控制系统的结构示于图 5。

在开启过程中,为了尽可能避免谐振腔内发生“电子倍增效应”,DDS 的输出采用先脉冲后连续的方式。通过监视器上显示的入射功率、反射功率、阳极电流和栅极电流大小等数据,我们可以判定系统的状态,进而可以对四极管阳、栅极谐振回路的短路传输线长度和耦合电路等进行调节,以使系统运行在最佳状态。采集腔体的输入和输出信号,进行混频等处理后可得到谐振腔系统的频率偏移 Δf ,然后控制调谐马达,通过传动装置调节微调电容的大小,使 Δf 尽可能地小。

由于谐振腔的 Q 值通常都很高,在动态过程中其谐振电压的幅值变化不剧烈,所以系统的幅值闭环控制采用 PID 控制算法即可。通过 Ziegler-Nichols 法整定 PID 参数时,控制系统采用在继电器反馈辨识法,如图 6

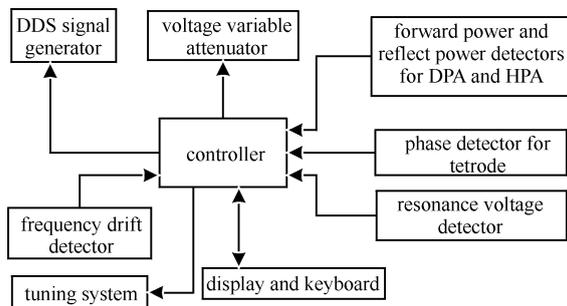


Fig. 5 Scheme of control system(DPA-driver power amplifier; HPA-high power amplifier)

图 5 控制系统示意图

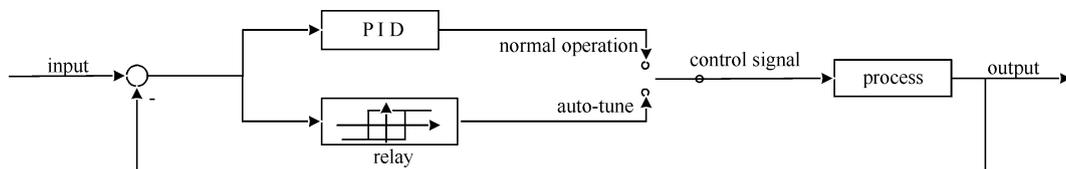


Fig. 6 Auto-tuning PID controller using relay method

图 6 继电器反馈 PID 自整定

所示^[6]。通过被控过程的极限环振荡得出极限周期 T 和极限增益 K , 从而计算出 PID 控制参数^[7]。采用该方法一方面不用断开反馈环路, 另一方面可以实现系统控制参数的在线自整定。

5 结 论

采用提取 DDS 输出的一阶差频信号的方法不仅在一定范围内可以保证信号的频率精度, 而且还降低了信号源的成本。四极管的栅极和阳极回路采用同轴传输线作为负载, 频率响应宽, 当频率在一定范围内变化时回路不需要重新调谐。控制系统在整定 PID 参数时采用继电器反馈法代替了开环阶跃响应法, 实现了系统控制参数的在线自整定。

参考文献:

- [1] 孙海燕. 基于 DDS 技术的通信信号产生技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2006:1-2. (Sun H Y. Research on the communication signal generator based on DDS technique. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2006:1-2)
- [2] 马陆, 乔卫民, 范进, 等. 基于 AD9854 的高精度高频信号发生器[J]. 微计算机信息, 2007, **23**(3):186. (Ma L, Qiao W M, Fan J, et al. High precision RF signal generator based on AD9854. *Control and Automation*, 2007, **23**(3):186)
- [3] Singh R, Mukharjee A, Bhattacharya D S, et al. Design and testing of 200 kW/91.2 MHz RF amplifier[J]. *Fusion Engineering and Design*, 2007, **82**:854-858.
- [4] 闫润卿, 李英惠. 微波技术基础[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 1997:21-22. (Yan R Q, Li Y H. Fundament of microwave technology. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 1997:21-22)
- [5] Whitaker J C. Power vacuum tubes handbook[K]. Boca Raton: CRC Press LLC, 1999.
- [6] 张静. 基于 ARM 的参数自整定 PID 调节器[D]. 济南: 山东大学, 2006:8-10. (Zhang J. Auto-tuning PID controller based on ARM. Jinan: Shandong University, 2006:8-10)
- [7] Rasmussen H. Automatic tuning of PID regulators[D]. Aalborg: Aalborg University, 1993:12-14.

Design of RF amplifier based on direct digital synthesizer output

LI Dong¹, GAO Min², HU Tong-ning³, YANG Jun¹, QIN Bin¹

(1. College of Electronic and Electric Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;

2. College of Automation, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China;

3. Department of Electronics and Information Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: As a new RF generator, the direct digital synthesizer(DDS) has been widely used. In order to reduce the high cost of the signal generator comprising a high performance DDS device, the method of picking-up a desired aliased signal DDS output is adopted in the design. A device of AD9850 is used to generate RF signal in the system, and the amplitude modulation of the system is achieved by using a voltage variable attenuator. The amplifier based on tetrode is selected to get an output power of 10kW at (96 ± 1) MHz. Amplifier operates in a grounded cathode configuration. A short-circuited coaxial transmission line is adopted in both input circuit and output circuit. The PID-control strategy has been used in control system, and the relay method has been used for measurement. The controller has a built-in auto-tuning function which allows the PID parameters to be determined automatically using the Ziegler-Nichols method.

Key words: Direct digital synthesizer; Tetrode; Voltage variable attenuator; PID; Relay method