

如何设计GPS转换器的宽带前端

作者：Rob Reeder, ADI公司高级系统应用工程师

简介

由于高速模数转换器技术的改进，准确高速解析极高中频(IF)信号的要求也随之提高。这带来了两大难题：一个是转换器设计本身，另一个是将信号内容耦合到转换器的前端设计。即使转换器本身性能出色，前端也必须能够确保信号质量。高频高速转换器设计在当今的众多应用中都有涉及，雷达、无线基础设施和仪器仪表更是推动了转换器的跨领域发展。这些应用要求使用分辨率在8至14位之间的高速GPS转换器。但要记住，需要满足多个参数，以达到特定应用所谓的“匹配”条件。

本文定义的宽带是指使用大于100 MHz的信号带宽，其频率范围为1 GHz至4 GHz。本文还将讨论宽带无源网络的定义，并重点讨论在选择变压器或巴伦时必须考虑的重要规格，以及如今使用的电流配置拓扑结构。最后，我们将说明一些考虑因素和优化技术，以帮助读者在符合特定应用参数的GHz范围内实现切实可行的宽带解决方案。

打好基础

对于雷达、仪器仪表和通信观测等应用，转向GPS转换器是很自然的事情，因为它能提供更宽的频谱或奈奎斯特频带。然而，更宽的频谱会给前端设计带来更大的挑战。这是因为，当您购买一个奈奎斯特频带达1 GHz的转换器时，您还得在其周围配上合适的元件，同时还要更进一步关注电路的结构，即前端电路。当应用要求1 GHz以上的超奈奎斯特采样时，必须捕获第二、第三或第四奈奎斯特区中的频谱信息，这就使得挑战更为艰巨。

关于带宽的简要说明

首先讨论关于带宽的注意事项。务必记住，转换器的全功率带宽与“可用”或“采样”带宽是不一样的。全功率带宽是转换器用于精确捕获信号以及内置前端正确建立所需要的带宽。根据转换器数据手册中说明的额定分辨率和性能(全功率带宽远大于转换器本身的采样带宽，可能是其两倍)，选择中频并使用位于该区域的转换器通常不是个好主意，因为系统中的结果会发生较大变化。而设计围绕采样带宽展开。所有设计都应当避免使用额定全功率带宽的某一或全部最高频率部分，否则动态性能(SNR/SFDR)会下降。为了确定高速模数转换器的采样带宽，请查阅数据手册，或者咨询应用支持人员，因为有时候该参数并未明确给出。通常，数据手册会规定甚至列出转换器采样带宽内经过生产测试、能够保证额定性能的频率。然而，需要对行业中的这些带宽术语做出更好的说明和定义。

巴伦特性和不平衡

知道应用宽带和高速模数转换器之后，下一步就是选择前端拓扑结构：放大器(有源)或变压器(无源)。二者各自的利弊说来话长，同时取决于具体应用。有关该话题的更多信息，请参阅参考文献3。从现在起，本文将集中讨论变压器和巴伦耦合前端设计。术语“巴伦”用于指变压器或巴伦。尽管二者的构造和拓扑结构存在差异，但我们假定，无源器件用于耦合并构建前端，而前端则负责将目标中频输入从单端信号转换成差分信号。

巴伦拥有不同于放大器的特性，选择这种器件时，应当考虑这些特性。电压增益、阻抗比、带宽和插入损耗、幅度和相位不平衡、回波损耗只是这些不同特性中的一部分。

其他要求可能包括功率额定值、配置类型(巴伦或变压器等)和中心抽头选项。巴伦设计并不总是简单明了。例如,巴伦特性随着频率而改变,这会预期蒙上阴影。有些巴伦对接地、布局布线和中心抽头耦合敏感。不要完全以巴伦的数据手册作为巴伦选择的唯一基础。经验在这里能够发挥巨大作用,因为当把PCB寄生效应、外部匹配网络、转换器的内部采样和保持电路(即负载)考虑进来时,巴伦会变成新的形态。

保留所有权利。作为指南,选择巴伦的重要考虑因素总结如下:

理想状态下,信号增益等于变压器的匝数比。虽然巴伦中的电压增益本身无噪声,但使用具有电压增益的巴伦会放大信号噪声。同时还可能严重影响带宽。巴伦可以简单地看作是标称增益的宽频通带滤波器。因此,典型趋势是巴伦中的信号增益越来越大,带宽越来越小。巴伦的电压增益可能变化很大,当不需要增益时,纹波和滚降会更显著。如今,很难找到具有良好GHz性能、阻抗比为1:4的变压器。总之,用户应保持警惕,如果打算使用1:4、1:8和1:16阻抗比的巴伦来改善或优化信号链最后一级的噪声系数,则应考虑周详,并在实验室中进行验证。由于带宽选择和性能受到限制,因此其弊端很明显,在GHz范围内设计时,性能不会超过1:1或1:2阻抗比的设计。

巴伦的插入损耗指规定频率范围内的损耗,是巴伦数据手册中最常见的测量规格。在电路中予以实现时,这肯定会变。一般地,您可以获得相当于数据手册中额定值一半的频率范围。有些比这更差,具体取决于巴伦的拓扑结构以及对负载寄生效应(即电容)的敏感度。这很可能是误解最多的巴伦参数,因为在理想阻抗情况下,巴伦都经过优化,无负载寄生效应,即其特性是用网络分析仪测定的。

回波损耗是指初级端接看到的巴伦二次端接的有源阻抗不匹配。举例来说,如果次级匝数与初级匝数之比的平方为4:1,当次级端接阻抗为200 Ω时,应该有50 Ω的阻抗将会反射到初级端接。然而,这种关系并不准确:如下例所示,原边的反射阻抗随频率发生变化。

首先,找出前端设计的中心频率回波损耗。在此例中,我们使用110 MHz。若假设为理想变压器,Zo值并非50 Ω。从公式3可看出,Zo值要低些。

$$\text{Eqn. 1} \mid \text{Return Loss (RL)} = -18.9 \text{ dB @ } 110 \text{ MHz} = 20 \times \log(50 - Z_o / 50 + Z_o)$$

$$\text{Eqn. 2} \mid 10^{(-18.9/20)} = (50 - Z_o / 50 + Z_o)$$

$$\text{Eqn. 3} \mid Z_o = 39.8 \Omega$$

接着求解公式3得到的原边Zo与副边理想阻抗的比值。然后对原边理想阻抗与实际副边阻抗求同样的比值。

$$\text{Eqn. 4} \mid Z (\text{Prim Reflected}) / Z (\text{Sec Ideal}) = Z (\text{Prim Ideal}) / Z (\text{Sec Reflected})$$

$$\text{Eqn. 5} \mid 39.8 / 200 = 50 / x$$

$$\text{Eqn. 6} \mid \text{Solving for } x, x = 251 \Omega$$

因此,本例证明,要在原边反射50 Ω的负载,副边应存在251 Ω的差分端接。否则,信号链中的上一级将要驱动更大的负载(约40 Ω)。其结果会造成前一级的增益增加,更大的增益和不实的负载条件会导致更大的失真,结果会影响到高速转换器,从而对系统的动态范围形成限制。一般来说,随着阻抗比的上升,回波损耗的变化也随之提高。利用巴伦设计“匹配”前端时,应注意这一点。

就巴伦而言,幅度不平衡和相位不平衡是最关键的性能特征。这些参数衡量各单端信号与理想值的偏差,幅度相等,相位相差180°。当设计要求高中频(1000 MHz以上)时,设计人员可根据这两项技术规格,了解向转换器提供的信号线性度。一般而言,偏差越大,则性能下降幅度越大。起步时,一定要选择那些将此信息公布在数据手册中的变压器或巴伦。如果数据手册中不存在此信息,则很可能说明它不适合高频应用。记住:随着频率增加,巴伦的非线性也同时增长,通常以相位不平衡为主,相位不平衡会转化为高速转换器的偶次失真(主要是二次谐波失真H2)。即使是3度的相位不平衡也会导致无杂散动态范围或SFDR性能的大幅下降。如果离数据手册预期杂散特性差得远,尤其是H2,不要急着责怪转换器,应先检查前端设计。

在高频下使用巴伦时，有一些办法可以应对二次谐波失真，例如可尝试级联使用多个变压器或巴伦。可以使用两个巴伦(如图1所示，某些情况下可以使用三个)，帮助在高频率下更充分地将单端信号转换为差分信号。其缺点是占空间，成本和插入损耗会提高。另一个建议是使用其他巴伦。更好的单一解决方案巴伦已经面市，比如Anaren、Hyperlabs、Marki Microwave、Mini-Circuits®和Picosecond的产品，如此等等，不一而足。这些公司都有专利设计，采用的特殊拓扑结构可以在GHz范围内支持更宽的带宽，可以提供高水平的平衡性能，只采用一个器件，有时其尺寸小于当今常用的标准铁氧体。

记住，并非所有制造商都使用同样的方法来规定巴伦的性能，即使规格明显类似，相同情况下巴伦的运行情况也可能不同。为前端设计选择巴伦的最佳途径是收集并了解考虑范围内巴伦的所有规格，并索取制造商数据手册中没有说明的其他主要数据项。此外，也可使用网络分析仪或高速模数转换器之前的系统板来衡量其性能。

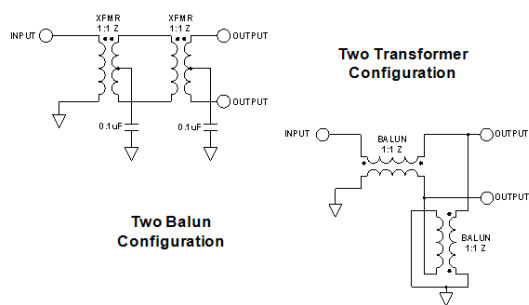


图1. 双巴伦/变压器拓扑结构

使用单巴伦或多巴伦拓扑结构时，最后需要注意的一点是，布局对相位不平衡也起着重要作用。为在高频下保持最佳性能，布局应尽可能对称。否则，走线轻微失配可能使采用巴伦的前端设计变得毫无用处(即动态范围受限)。

前端匹配

首先，“匹配”这个词应该谨慎使用。如今，用100 MSPS的转换器几乎不可能在每个频率下实现前端的匹配，更不用说在100 MHz的频带范围内。术语“匹配”应表示在前端设计中能产生最佳结果的优化。这是一个内容全面的术语，其中，阻抗、交流性能、信号驱动强度和带宽以及通带平坦度，这些指标都能在特定应用中产生最佳结果。

这意味着在应用中，应当权衡每个参数的重要性。例如，某些情况下，带宽可能是最重要的规格，因此，其他参数可以略作牺牲，以便能实现所需带宽。图2显示了一个GSPS转换器的输入网络。网络中的每个电阻都像是一个变量；然而，当改变每个电阻的值以产生基本相同的输入阻抗时，性能参数也会改变，如表1所示。

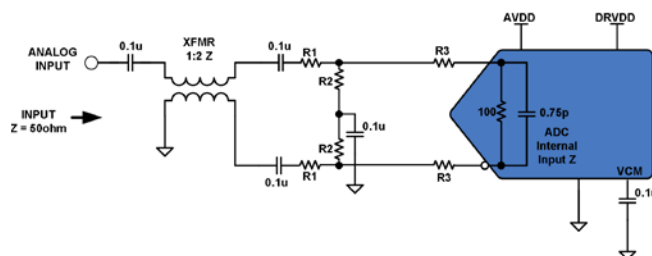


图2. 通用前端网络

表1. 实测性能匹配与三种前端设计情况的关系

性能规格	情况1 - R1=25 Ω, R2=33 Ω, R3=33 Ω	情况2 - R1=25 Ω, R2=33 Ω, R3=10 Ω	情况3 - R1=10 Ω, R2=68 Ω, R3=33 Ω
-3 dB带宽	3169 MHz	3169 MHz	1996 MHz
通带平坦度(2 GHz纹波)	2.34 dB	2.01 dB	3.07 dB
SNRFS @ 1000 MHz	58.3 dBFS	58.0 dBFS	58.2 dBFS
SFDR @ 1000 MHz	74.5 dBc	74.0 dBc	77.5 dBc
H2/H3 @ 1000 MHz	-74.5 dBc/-83.1 dBc	-77.0 dBc/-74.0 dBc	-77.5 dBc/-85.6 dBc
输入阻抗(500 MHz)	46 Ω	45.5 Ω	44.4 Ω
输入驱动(500 MHz)	15.0 dBm	12.6 dBm	10.7 dBm

实际上，阻抗匹配网络基本相同，只是对于前端网络设计所需要的实测参数而言，这三个例子之间的实际结果有所不同。这里的匹配是所有相关参数的最佳结果，本例所需带宽为2.5 GHz。这便将选择减少到情况1和情况2，如图3所示。

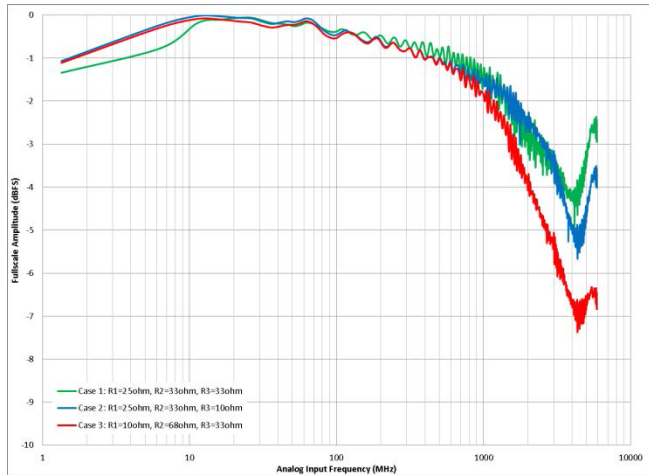


图3. 带宽匹配

进一步考察情况1和情况2，显然可以看出，情况2更为可取，原因有二。其一，通带平坦度在2 GHz范围内的纹波只有2 dB。其二，输入驱动比情况1少3 dBm，这就进一步降低了对信号链的RF增益的限制，以便在巴伦原边的高速转换器上实现满量程。在本例中，情况2在匹配方面似乎表现最好。

小结

在对较宽带宽进行采样以覆盖多个目标频带，或者减轻前端RF带上的混合降压级的负担时，GSPS转换器具有理论上的易用性优势；然而，在1 GHz范围内实现所需带宽可能对高性能转换器前端网络的设计造成挑战。请注意，当相位不平衡对于高速模数转换器实现最佳二阶线性度等性能很重要时，务必要明确巴伦的特性。即使选择巴伦，如果所用布局技术欠佳，其性能也无法充分实现。同时还要注意正确匹配网络。记住，为了达到特定应用的“匹配”条件，需要满足多个参数。

参考文献

- 1) Rob Reeder, “宽带模数转换器的变压器耦合前端”，模拟对话第39卷，第2期，2005年4月
- 2) Rob Reeder, “宽带模数转换器前端设计考虑：何时使用双变压器配置”，模拟对话第40卷，2006年7月
- 3) Rob Reeder和Jim Caserta, “宽带模数转换器前端设计考虑II：用放大器还是用变压器驱动ADC？”，模拟对话第31卷，第1期，2007年2月
- 4) Rob Reeder和Eric Newman, AN-827应用笔记，放大器与开关电容ADC接口的谐振匹配方法，ADI公司，2006年
- 5) Rob Reeder, AN-742应用笔记，开关电容ADC的频域响应，ADI公司，2009年
- 6) Ken Gentle, AN-912应用笔记，利用平衡电流输出DAC驱动中心抽头变压器，ADI公司，2007年

作者简介

Rob Reeder [rob.reeder@analog.com]是ADI公司工业与仪器仪表部高级系统应用工程师，负责军事和航空航天应用，工作地点是北卡罗来纳州格林斯博罗。他发表了大量有关各种应用的转换器接口、转换器测试和模拟信号链设计的论文。他曾在高速转换器产品线上担任应用工程师8年之久。在此之前，Rob还在ADI多芯片产品业务部从事过测试开发和模拟设计工程工作，拥有5年的太空、军事和高高度可靠的应用模拟信号链模块设计经验。Rob于1996年和1998年分别获得北伊利诺斯州大学的电子工程学士(BSEE)学位和电子工程硕士(MSEE)学位。

资源

分享本文

facebook

twitter

注释