

## 用平衡电流输出DAC驱动中心抽头变压器

作者: Ken Gentile

将中心抽头变压器用作平衡电流输出DAC的输出接口可带来很多好处。首先, 变压器耦合可在DAC输出与最终负载间实现直流隔离, 同时有助于抑制DAC输出端存在的共模信号。除此以外, 变压器耦合还可以消除因DAC输出不平衡导致的偶数阶谐波。最后, 变压器是带限的, 可利用这点来抑制DAC输出频谱中的奈奎斯特镜像。

本应用笔记有两个目的。第一个目的是对电流输出DAC中的平衡输出的功能进行说明。第二个目的是提供关于变压器匝数比(N)、变压器负载( $R_L$ )、DAC负载电阻( $R_O$ )以及最大DAC输出电流( $I_{MAX}$ )的计算公式。

### 平衡电流输出DAC

平衡电流输出DAC包括两个类别: 一类为源电流输出, 另一类吸电流输出。源电流输出的DAC将电流注入外部负载, 而吸电流输出的DAC则从外部负载中吸取电流。两种情况下, DAC输出都包括两个引脚: 一个普通引脚和一个互补引脚。图中表示电流方向的箭头是常规电流(即电流从正电位流向负电位)。

注意, 图1中的DAC属于源电流。在吸电流DAC的情况下,  $I_A$ 和 $I_B$ 的方向相反。另外, 变压器中心抽头和 $R_O$ 电阻须连接至 $V_{SUPPLY}$ 。

在本应用笔记中, 流过普通引脚和互补引脚的电流分别称为 $I_A$ 和 $I_B$ 。DAC可输出的最大电流表示为 $I_{MAX}$ , 代表着 $I_A$ 和 $I_B$ 的上限。 $I_A$ (或 $I_B$ )具体的值取决于DAC输入端的数字代码。当数字代码为0时, 则 $I_A = 0$ 且 $I_B = I_{MAX}$ 。相反, 当数字代码为满量程时, 则 $I_A = I_{MAX}$ 且 $I_B = 0$ 。对于两者之间的数字代码, 两个输出电流处于0与 $I_{MAX}$ 之间, 但须经平衡处理, 以使 $I_A + I_B = I_{MAX}$ 始终成立。因此,  $I_A$ 和 $I_B$ 可表示为

$$I_A = \alpha I_{MAX} \quad (1)$$

$$I_B = (1 - \alpha) I_{MAX}$$

其中,  $\alpha$ 为DAC的输入数字代码值除以满量程代码值。

例如, 对于一个10位DAC, 若其输入代码为200, 且 $I_{MAX}$ 值为10 mA, 则 $\alpha = 200/1023$ (其中, 1023为满量程代码值, 即 $2^{10} - 1$ )。结果,  $I_A \approx 1.955$  mA且 $I_B \approx 8.045$  mA。另需注意的是, 可用 $I_A$ 来表示 $I_B$ :  $I_B = I_{MAX} - I_A$ 。

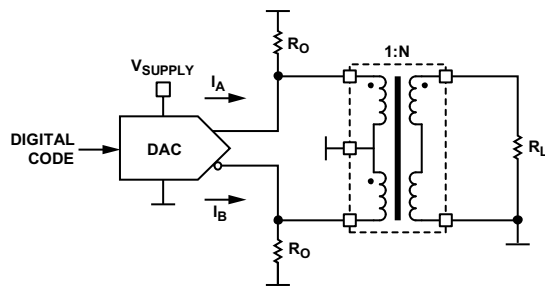


图1 带变压器耦合的平衡电流输出DAC

## 目录

平衡电流输出DAC.....	1	减少偶数阶谐波 .....	6
直流分析 .....	3	结论.....	6
交流分析 .....	3	附录A.....	7
阻抗匹配.....	5	附录B .....	8
计算示例.....	6		

## 直流分析

在了解平衡电流输出DAC工作原理的基础上，我们可以对耦合至DAC输出端的中心抽头变压器进行直流分析。只需用两个电流源(一个用于普通输出，另一个用于互补输出)代替DAC，即可将图1简化为如图2所示的直流等效电路。电流源输出的电流大小与代码相关，如方程1所示。电流源的箭头表示电流方向。其前提假设是，DAC输出属于源电流一类。对于吸电流，箭头方向正好相反。在图2中，中心抽头连接经过重新绘制，以清楚表示DAC输出电路为独立的电流环路(注意，变压器极性圆点经过重新定向，以使其功能与图1保持一致)。

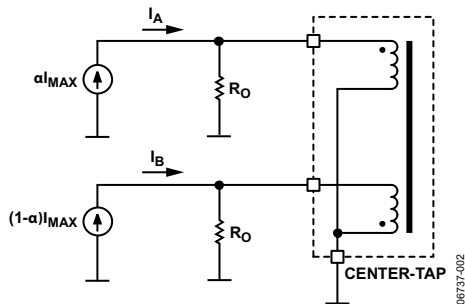


图2 直流等效模型

通常情况下，变压器绕组的电阻远低于DAC端电阻( $R_O$ )。在多数应用中，这种低绕组电阻意味着，与 $I_A$ (或 $I_B$ )相关的直流电流中有大部分流过变压器绕组而非端电阻。可见，DAC端电阻的直流额定功率实际为0。

通常，一个由一个绕组组成的简单磁路，该绕组上绕有任意圈数( $N$ )且有一静态电流( $I$ )流过此线圈。流过线圈的电流产生磁通量( $\Phi$ )，集中于绕组铁芯之内，磁通量与线圈匝数和流过线圈的电流之积成比例(即 $\Phi = kNI$ ，其中， $k$ 表示比例常数)。对于拥有两个初级绕组的抽头变压器，铁芯中的磁通量等于各个绕组值之和(即 $\Phi = k(N_A I_A + N_B I_B)$ )。由于本分析基于一个中心抽头变压器，因此，各初级绕组中的线圈匝数相等(即 $N_A = N_B$ )，即是说磁通量可表示为 $\Phi = kN(I_A + I_B)$ 。可见，变压器铁芯中的总磁通量与初级电流之和成比例。

在图2中，需要注意的是， $I_A$ 流入用小圆点标记的初级绕组， $I_B$ 则流入该圆点相对的初级绕组。圆点的位置表明， $I_A$ 产生的磁通量与 $I_B$ 产生的磁通量相反。对于图1和图

2所示配置，圆点的方向表示 $\Phi = kN(I_A - I_B)$ ，而非前面提到的 $kN(I_A + I_B)$ 。因此，对于图1和图2所示特定中心抽头配置，净磁通量与 $I_A$ 和 $I_B$ 的差而不是它们的和成比例。这是互补电流源与初级绕组低端之间的物理连接所造成的结果。

结合该结果与方程1，变压器铁芯中的磁通量可表示为 $\Phi = kNI_{MAX}(2\alpha - 1)$ 。该结果的重要性体现在，对于 $\alpha = 1/2$ (即中间的DAC代码)的特殊情况，铁芯中的磁通量为0，而其他DAC代码则会使铁芯中的静态磁通量逐步增大。在下一节“交流分析”部分，将进一步讨论这一点。

## 交流分析

对于交流分析，假定用DAC产生一个正弦输出信号。这种情况下，DAC产生一个正弦变化的输出电流。数字输入代码的范围一分为二，下半部分代码(0至 $1/2$ 满量程)产生正弦曲线的下半部分，而上半部分代码( $1/2$ 满量程至满量程)则产生正弦曲线的上半部分。如此一来，DAC生成的正弦曲线的平均值为 $1/2$ 满量程。正弦曲线的峰峰值振幅同样为 $1/2$ 满量程，因为这正是信号能从中点摆动至0或满量程的值。

DAC输出端的正弦电流波形可表示为

$$I_A = \frac{1}{2} I_{MAX} + \frac{1}{2} I_{MAX} \sin(\theta) \quad (2)$$

其中， $\theta$ 代表着正弦曲线的瞬时相位。

类似地，鉴于 $I_A$ 与 $I_B$ 之间的关系，DAC互补输出端的电流波形可表示为

$$I_B = \frac{1}{2} I_{MAX} - \frac{1}{2} I_{MAX} \sin(\theta) \quad (3)$$

观察方程2和方程3，可发现 $I_A$ 和 $I_B$ 的中值都是位于 $1/2 I_{MAX}$ 。换言之， $1/2 I_{MAX}$ 为正弦波形的直流项。另外，当正弦函数的幅度增加时， $I_A$ 随之增加， $I_B$ 则相应减少。还需注意的是，正常输出电流和互补输出电流之和始终为 $I_{MAX}$ (即， $I_A + I_B = I_{MAX}$ ，如前面“平衡电流输出DAC”部分所述)。这是平衡输出信号的本质。

注意，方程2和方程3忽略了正弦DAC输出电流的量化性质。

当DAC由一个数字正弦发生器(如直接数字频率合成器(DDS))驱动时,该结果会比较有趣,例如可编程使其输出一个正弦信号或余弦信号。当产生一个正弦信号时,则可直接应用方程2和方程3。当产生一个余弦信号时,方程2和方程3分别变成:

$$I_A = \frac{1}{2}I_{MAX} + \frac{1}{2}I_{MAX} \cos(\theta)$$

和

$$I_B = \frac{1}{2}I_{MAX} - \frac{1}{2}I_{MAX} \cos(\theta)$$

在 $\theta=0$ 的特殊情况下,正弦信号的结果为: $I_A = \frac{1}{2}I_{MAX}$ 且 $I_B = \frac{1}{2}I_{MAX}$ ;余弦信号的结果为: $I_A = I_{MAX}$ 且 $I_B = 0$ 。在“直流分析”一节中,有 $\Phi = kN(I_A - I_B)$ 。因此,如果数字发生器在 $\theta = 0$ 时停止,则在正弦和余弦情况下,变压器铁芯中的磁通量分别为0和 $kNI_{MAX}$ 。这就意味着,如果数字发生器在 $\theta = 0$ 时停止,然后从正弦切换到余弦(或相反),铁芯中的磁通量从0突然变成 $kNI_{MAX}$ (或相反)。这会在整个变压器绕组中形成电压尖峰,原因是变压器铁芯中通量的变化速率几乎是无限的。

以上探讨了在正弦和余弦波形间切换时变压器的过渡特性。若要在交流分析背景下探讨变压器的稳态特性,则必须了解变压器在正弦信号激励下的响应。附录A描述的是理想变压器的基本交流特性;附录B以附录A为基础,展示了抽头变压器的交流工作模式。

图3是一个理想中心抽头变压器的交流等效模型。方程4至方程7是与各种电路参数相关的方程。框图和方程均源自附录B。

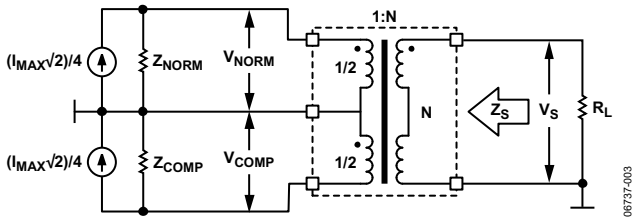


图3 采用一个中心抽头变压器的交流等效模型

$$Z_{NORM} = Z_{COMP} = \frac{R_O R_L}{2R_L + 4R_O N^2} \quad (4)$$

$$Z_S = 2N^2 R_O \quad (5)$$

$$v_{NORM} = v_{COMP} = \left( \frac{\sqrt{2}I_{MAX}}{8} \right) \left( \frac{R_O R_L}{R_L + 2R_O N^2} \right) \quad (6)$$

$$v_S = \left( \frac{\sqrt{2}I_{MAX}}{2} \right) \left( \frac{NR_O R_L}{R_L + 2R_O N^2} \right) \quad (7)$$

方程4至方程7可用于计算从DAC输出端看到的阻抗( $Z_{NORM}$ 和 $Z_{COMP}$ )、DAC电流源产生的电压( $v_{NORM}$ 和 $v_{COMP}$ )、从变压器次级绕组看到的阻抗( $Z_S$ )以及次级绕组的电压( $v_S$ )。读者必须了解的是,  $v_{NORM}$ 和 $v_{COMP}$ 并不代表出现于每一初级绕组的电压,而是各电流源( $I_A$ 或 $I_B$ )流过相关初级绕组( $Z_{NORM}$ 或 $Z_{COMP}$ )的反射阻抗时所产生的电压。

对于各初级绕组的实际电压,上部初级绕组称为 $v_A$ ,下部初级绕组则称为 $v_B$ 。 $v_A$ 和 $v_B$ 的值可根据 $v_S$ 以及次级绕组与各初级绕组之间的匝数比求得。可见,  $v_A$ 和 $v_B$ 可表示为

$$v_A = v_B = v_S \left( \frac{1}{N} \right) = \left( \frac{\sqrt{2}I_{MAX}}{4} \right) \left( \frac{R_O R_L}{R_L + 2R_O N^2} \right)$$

请注意,  $v_A$ 和 $v_B$ 相当于 $v_{NORM}$ 和 $v_{COMP}$ 的两倍。造成这种差异的原因是什么?答案在于,两个初级绕组会有交互作用。考虑图4,其中添加了一个开关,用以将DAC输出引脚与电路断开。

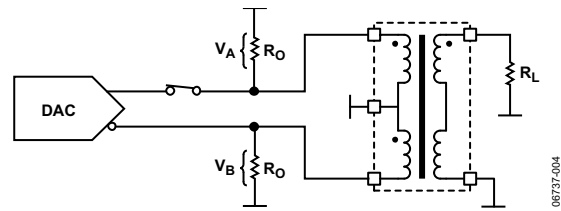


图4 带隔离开关的平衡电流输出DAC

如果开关断开(见图5),从阻抗角度来说,并不会发生改变,因为DAC内部的电流源表现出极高的阻抗(理想情况下为无限大)。结果,互补输出引脚驱动的负载并无变化,与开关状态无关。互补输出引脚处的电压( $v_{COMP}$ )由方程6计算。但是,上下初级绕组却相互耦合,其匝数比为1:1。结果使相同大小的电压同时出现在上端初级绕组中(如图5所示)。

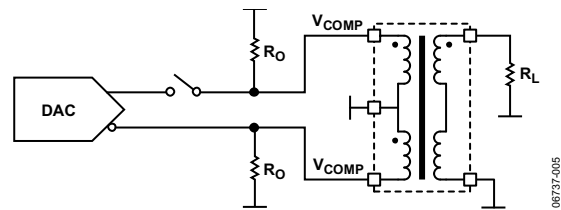


图5 经隔离的DAC输出

当DAC的正常输出引脚完全断开时,上端DAC端电阻( $R_O$ )中仍然存在一个电压( $v_{COMP}$ )。这是两个初级绕组相互耦合以及互补DAC输出引脚驱动相关负载( $Z_{COMP}$ )所产生的电压造成的。

当开关闭合时(如图4所示), DAC正常输出引脚产生的电流会在其等效负载( $Z_{NORM}$ )上产生一个电压。该电压的大小为 $v_{NORM}$ , 等于 $v_{COMP}$ 。根据叠加原理, 该信号与互补输出引脚产生的信号相加, 即 $v_A = v_{NORM} + v_{COMP}$ 。但由于 $v_{NORM} = v_{COMP}$ , 因此 $v_A = 2v_{NORM}$ , 这就是 $v_A$ 两倍于 $v_{NORM}$ 的原因所在。类似地,  $v_B$ 同样两倍于 $v_{COMP}$ 。

结果得到另外一对方程, 可用于分析中心抽头电路:

$$v_A = 2v_{NORM} \text{ and } v_B = 2v_{COMP} \quad (8)$$

## 阻抗匹配

在许多应用中, 需要使 $Z_S$ 等于 $R_L$ 。当在次级绕组与负载之间插入重构滤波器时(如图6所示), 尤其如此。

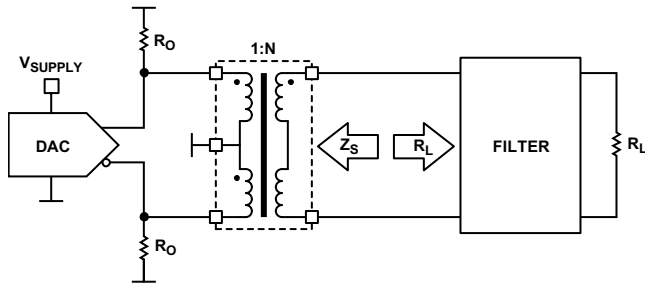


图6 带重构滤波器的DAC

一般而言, 该滤波器的源阻抗和负载阻抗是相同的, 即 $Z_S = R_L$ 。附录B中的方程32表明,  $Z_S = 2N^2R_O$ 。如使 $Z_S = R_L$ , 则可用 $R_L$ 代替 $Z_S$ 。求解 $R_O$ , 可得

$$R_O = \frac{R_L}{2N^2} \quad (9)$$

代入 $R_O$ , 方程4至方程7可简化为:

$$Z_{NORM} \Big|_{Z_S=R_L} = Z_{COMP} \Big|_{Z_S=R_L} = \frac{R_L}{8N^2} \quad (10)$$

$$Z_S = R_L \quad (11)$$

$$v_{NORM} \Big|_{Z_S=R_L} = v_{COMP} \Big|_{Z_S=R_L} = \frac{\sqrt{2} I_{MAX} R_L}{32N^2} \quad (12)$$

$$v_S \Big|_{Z_S=R_L} = \frac{\sqrt{2} I_{MAX} R_L}{8N} \quad (13)$$

同样, 在 $Z_S = R_L$ 的特殊情况下, 方程8可改写为

$$v_A \Big|_{Z_S=R_L} = v_B \Big|_{Z_S=R_L} = \frac{\sqrt{2} I_{MAX} R_L}{16N^2} \quad (14)$$

另外, 传送至负载的功率为 $v_S$ 的函数, 因此, 可用方程7来表示传送至负载的功率

$$P_L = \frac{v_S^2}{R_L} = \frac{R_L}{2} \left( \frac{I_{MAX} R_O N}{R_L + 2R_O N^2} \right)^2 \quad (15)$$

在阻抗匹配(即如方程9所示 $Z_S = R_L$ , 意即 $R_O$ )时,  $P_L$ 方程可简化为

$$P_L \Big|_{Z_S=R_L} = \frac{R_L}{2} \left( \frac{I_{MAX}}{4N} \right)^2 \quad (16)$$

方程16定义了阻抗匹配条件下传送至负载的功率, 方程15则是一般情况下传送至负载的功率。比较方程15和方程16, 同时考虑在方程15中, 当 $R_O$ 变化时对 $P_L$ 的影响, 可得有趣的结果。如前所述,  $R_O$ 仅有一个特定值可使阻抗匹配成立, 即 $R_O = R_L/(2N^2)$ 。然而, 如果阻抗匹配并非必需, 则可自由选择任意值的 $R_O$ 。略微改变方程15(如方程17所示), 因 $R_O$ 变化对 $P_L$ 造成的影响将变得较为明显。在该表达式中, 很明显,  $R_O$ 的减小会使平方项相应减小, 反之亦然。

$$P_L = \frac{R_L}{2} \left( \frac{I_{MAX} N}{\frac{R_L}{R_O} + 2N^2} \right)^2 \quad (17)$$

事实上, 当 $R_O = 0$ 时,  $P_L$ 为最小值(即 $P_L = 0$ , 正如所预想的那样); 当 $R_O = \infty$ 时,  $P_L$ 为最大值。对于后一种情况,

$$P_{L_{MAX}} = \lim_{R_O \rightarrow \infty} \left[ \frac{R_L}{2} \left( \frac{I_{MAX} N}{\frac{R_L}{R_O} + 2N^2} \right)^2 \right] = \frac{R_L}{2} \left( \frac{I_{MAX}}{2N} \right)^2 \quad (18)$$

通过比较方程16和方程18可知, 当 $R_O = \infty$ 时, 传送至负载的功率比阻抗匹配条件下多四倍(+6 dB)。

## 计算示例

本节将用前面的公式来计算两种不同变压器应用的元件值。在示例1中，采用的是一个匝数比为1:1 ( $N = 1$ )的变压器；示例2则采用一个匝数比为1:2 ( $N = 2$ )的变压器。在两个示例中， $I_{MAX} = 20 \text{ mA}$ 且 $R_L = 50 \Omega$ ，同时假定采用阻抗匹配(即 $Z_S = R_L$ )。

**示例1:  $I_{MAX} = 20 \text{ mA}$ ,  $R_L = 50 \Omega$ 且 $N = 1$**

根据方程9,

$$R_O = 25 \Omega (\text{两个DAC端电阻的值})$$

根据方程10,

$$Z_{NORM} = Z_{COMP} = 6.25 \Omega (\text{各DAC输出引脚驱动负载})$$

根据方程14,

$$v_A = v_B = 88.39 \text{ mV rms} (\text{各初级绕组上的电压})$$

根据方程13,

$$v_S = 176.8 \text{ mV rms} (\text{次级绕组上的电压})$$

根据方程16,

$$P_L = 0.625 \text{ mW} (\text{负载功率})$$

**示例2:  $I_{MAX} = 20 \text{ mA}$ ,  $R_L = 50 \Omega$ 且 $N = 2$**

根据方程9,

$$R_O = 6.25 \Omega (\text{两个DAC端电阻的值})$$

根据方程10,

$$Z_{NORM} = Z_{COMP} = 1.5625 \Omega (\text{各DAC输出引脚驱动负载})$$

根据方程14,

$$v_A = v_B = 22.10 \text{ mV rms} (\text{各初级绕组上的电压})$$

根据方程13,

$$v_S = 88.39 \text{ mV rms} (\text{次级绕组上的电压})$$

根据方程16,

$$P_L = 0.156 \text{ mW} (\text{负载功率})$$

## 减少偶数阶谐波

DAC电流源与互补DAC电流源之间的直流平衡度可直接影响到DAC输出频谱中的偶数阶谐波的大小。用变压器作为DAC的输出耦合机制可有效屏蔽DAC输出中的任何直流不平衡。通过观察变压器输出端的频谱可发现，这种方法可显著减少偶数阶谐波。

变压器耦合法也可屏蔽DAC输出端之间的动态不平衡。但变压器屏蔽交流不平衡的能力取决于变压器本身的纵向平衡。纵向平衡水平较高的变压器要求制造商在变压器的物理设计方面倾注大量精力。变压器纵向平衡最常见的限制因素是绕组内存在的寄生电容耦合。变压器必须采用特殊设计，以使寄生电容相对于绕组的外部触点呈均匀分布。

## 结论

中心抽头变压器可用作平衡电流输出DAC的耦合元件。本应用笔记列出了相关公式，可用于确定各DAC输出引脚处的负载( $Z_{NORM}$ 和 $Z_{COMP}$ )及电压( $v_A$ 和 $v_B$ )、负载( $R_L$ )上的电压( $v_S$ )以及传送到负载( $R_L$ )的功率( $P_L$ )。另外还对DAC端电阻( $R_O$ )、负载电阻( $R_L$ )和变压器匝数比( $N$ )之间的关系进行定义。

附录A

变压器基础

变压器的基本特性取决于其匝数比(或称绕线比)。匝数比  $N$  指次级绕组中的线圈匝数( $N_s$ )与初级绕组中的线圈匝数( $N_p$ )之比, 即  $N = N_s/N_p$ 。在原理图中, 匝数比通常表示为由冒号分开的两个数字(如3:5)。在图7所示例子中, 采用的是任意匝数比A:B。结果有以下关系:  $N = N_s/N_p = B/A$ 。

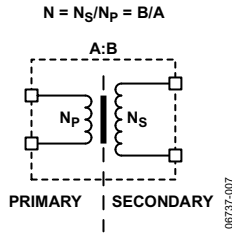


图7 基本变压器

在图8所示变压器中, 其初级绕组由一个  $V_{SRC}$  ( $V_{rms}$ ) 电压源驱动, 该电压源的串联电阻为  $R_{SRC}$  ( $\Omega$ )。次级绕组用一个任意电阻值的电阻  $R_{TERM}$  端接。当用一个交流信号驱动变压器时, 次级绕组的电压与初级绕组的电压比与匝数比相同, 即  $V_s/V_p = N$ 。这就是所谓的变压。简言之, 根据匝数比将初级电压转换为次级电压(反之亦然)。

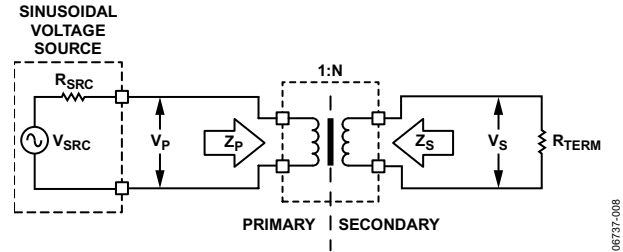


图8 由交流源驱动的变压器

另外, 能量守恒定律要求, 初级绕组中的功率必须与次级绕组负载( $R_{TERM}$ )中的功率相等。或者, 次级绕组中的功率必须与初级绕组负载( $R_{SRC}$ )中的功率相等。基于这种认识, 可以将  $R_{TERM}$  视为初级电路中的  $Z_p$  (换言之, 次级阻抗被转换为一个等效初级阻抗)。另一方面, 可以将  $R_{SRC}$  视为次级电路中的  $Z_s$  (换言之, 初级阻抗被转换为一个等效次级阻抗)。该阻抗转换的性质与匝数比相关, 表示为:  $Z_p = (1/N^2)R_{TERM}$  且  $Z_s = (N^2)R_{SRC}$ 。阻抗转换的概念如图9中的等效电路所示。

请注意, 选择变压器时, 读者应该知道, 有些制造商在产品规格中使用是阻抗转换比而不是匝数比。求出阻抗转换比的平方根, 即可算出匝数比( $N$ )。

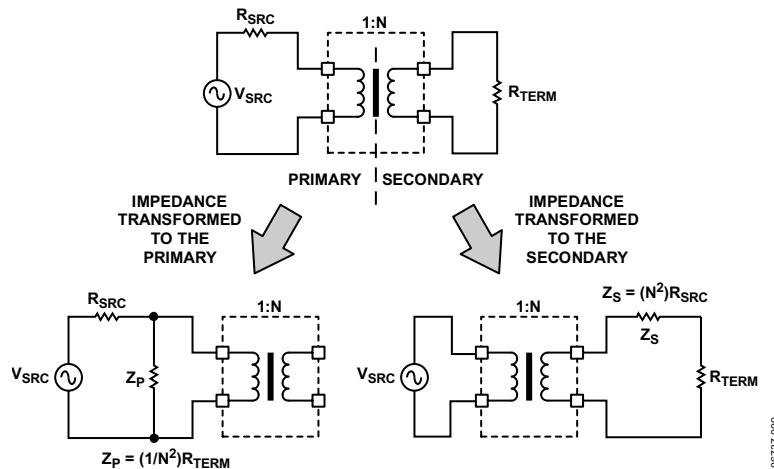


图9 阻抗转换

附录B

用于驱动抽头变压器的平衡电流输出DAC

图10所示为耦合至抽头变压器的DAC的一般情况。出于完整性考虑，在此假定两个初级绕组不具有对称性(即初级抽头不将初级绕组分为两个对等部分)，且假定两个DAC端电阻不相等( $R_A$ 和 $R_B$ )。

初级绕组由初级抽头处的接地连接分为两个独立电路。上部绕组称为初级绕组A，下部绕组称为初级绕组B。三个绕组标为A、B、C，以便表示与各个绕组相关的匝数(分别代表初级绕组A、初级绕组B和次级绕组)。变压器的总匝数比为1:N，其中， $N = C/(A + B)$ 。抽头变压器拥有以下三种独立的交流耦合网络(括号中表示相应的匝数比)：

- 初级绕组A和次级绕组(A:C)
- 初级绕组B和次级绕组(B:C)
- 初级绕组A和初级绕组B(A:B)

根据假设，该DAC属于平衡电流输出一类，因此图10可重画为图11。DAC由电流源 $I_A$ 和 $I_B$ 取而代之。这些表示正弦电流源，其峰峰振幅为 $I_{MAX}$ (即DAC的最大输出电流)。另外，中心抽头的画法也与图10有所不同，这是为了清楚展示信号源作为独立电流环路存在的事实。

$Z_A$ 由两个并联阻抗构成。第一个阻抗为次级电阻( $R_L$ )的变换阻抗，表示为 $Z_1$ 。第二个阻抗为 $R_B$ 的变换阻抗，表示为 $Z_2$ 。注意，在内部电流源表现出无限阻抗(理想状态)的条件下，DAC输出阻抗可忽略不计。这就意味着，DAC输出引脚的内部阻抗不会影响 $Z_1$ 和 $Z_2$ 的并联组合。因此， $Z_A$ 可表示为(有关阻抗变换的相关知识，请参阅附录A)：

$$Z_A = Z_1 \parallel Z_2 = \left\{ \left( \frac{A}{C} \right)^2 R_L \right\} \parallel \left\{ \left( \frac{A}{B} \right)^2 R_B \right\}$$

$$= \left\{ \frac{R_L A^2}{C^2} \right\} \parallel \left\{ \frac{R_B A^2}{B^2} \right\} = \frac{R_B R_L}{R_L \left( \frac{B}{A} \right)^2 + R_B \left( \frac{C}{A} \right)^2} \quad (19)$$

请注意，该方程以及后文所有方程中的“||”符号可读作“与……并联”。

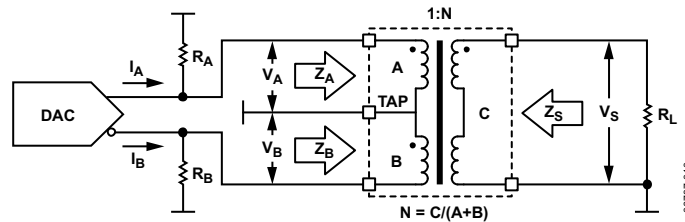


图10 耦合至抽头变压器的平衡电流输出DAC

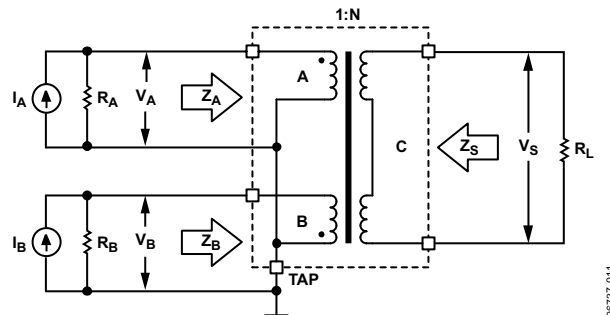


图11 表示为双电流源的DAC



类似地， $Z_B$ 的值由两个并联阻抗构成。第一个阻抗为次级电阻( $R_L$ )的变换阻抗，表示为 $Z_3$ 。第二个阻抗为 $R_A$ 的变换阻抗，表示为 $Z_4$ 。因此， $Z_B$ 可表示为：

$$Z_B = Z_3 \parallel Z_4 = \left\{ \left( \frac{B}{C} \right)^2 R_L \right\} \parallel \left\{ \left( \frac{B}{A} \right)^2 R_A \right\}$$

$$= \left\{ \frac{R_L B^2}{C^2} \right\} \parallel \left\{ \frac{R_A B^2}{A^2} \right\} = \frac{R_L R_A}{R_L \left( \frac{A}{B} \right)^2 + R_A \left( \frac{C}{B} \right)^2} \quad (20)$$

类似地， $Z_S$ 的值由两个并联阻抗构成。第一个阻抗为 $R_A$ 的变换阻抗，表示为 $Z_5$ 。第二个阻抗为 $R_B$ 的变换阻抗，表示为 $Z_6$ 。因此， $Z_S$ 可表示为：

$$Z_S = Z_5 \parallel Z_6 = \left\{ \left( \frac{C}{A} \right)^2 R_A \right\} \parallel \left\{ \left( \frac{C}{B} \right)^2 R_B \right\}$$

$$= \left\{ \frac{R_A C^2}{A^2} \right\} \parallel \left\{ \frac{R_B C^2}{B^2} \right\} = \frac{R_A R_B}{R_A \left( \frac{B}{C} \right)^2 + R_B \left( \frac{A}{C} \right)^2} \quad (21)$$

参考图11，正常DAC输出引脚和互补DAC输出引脚的正弦电流分别由 $I_A = \frac{1}{2}I_{MAX} + \frac{1}{2}I_{MAX}\sin(\theta)$ 和 $I_B = \frac{1}{2}I_{MAX} - \frac{1}{2}I_{MAX}\sin(\theta)$ 两个公式给出。然而，出于交流分析目的，两个方程中的直流项均可删除，结果得到： $I_A = \frac{1}{2}I_{MAX} \sin(\theta)$ 和 $I_B = -\frac{1}{2}I_{MAX} \sin(\theta)$ 。

另外，在交流分析中，正弦函数可用其等值均方根 $\sqrt{2}/2$ 代替，结果为

$$I_A = \frac{\sqrt{2}}{4} I_{MAX} \text{ and } I_B = -\frac{\sqrt{2}}{4} I_{MAX} \quad (22)$$

请注意， $I_B = -I_A$ 。根据这些结果，可重画图11，用 $I_A$ 的等值均方根和 $-I_A$ 分别取代 $I_A$ 和 $I_B$ (见图12)。

上部电流源驱动初级绕组A中标有小圆点的一侧，下部电流源则驱动初级绕组B中未用小圆点标记的一侧。然而，与初级绕组B相关的圆点可移至初级绕组B的另一侧，只要反转至信号源的连接，就不会对功能造成影响。反转信号源等效于改变信号源的正负号。结果如图13所示，其中，下部电流源的符号被改变，圆点也被移到初级绕组B的另一侧。

在作出如图13所示更改的情况下，不再需要分别对待 $I_A$ 和 $I_B$ 。因为，显然有

$$I_A = I_B = \frac{\sqrt{2}}{4} I_{MAX} \quad (23)$$

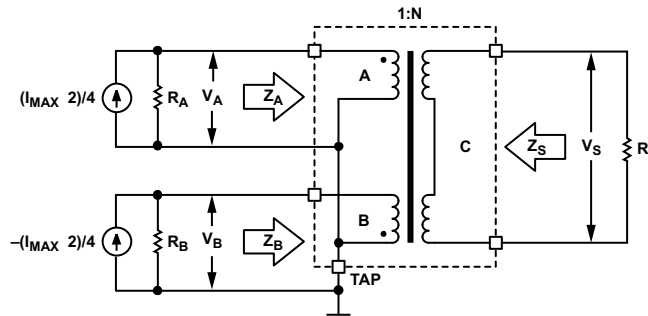


图12 修改后的直流等效模型

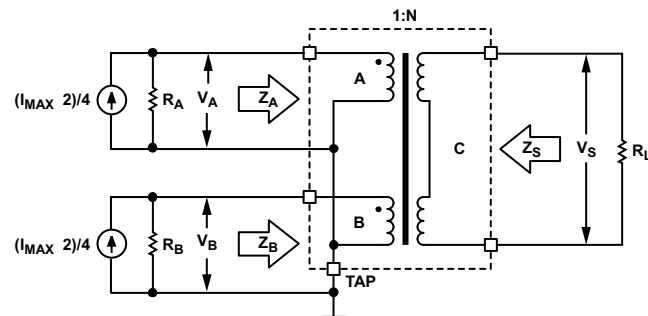


图13 初级绕组B电路经过修改的交流等效模型

注意，用于驱动初级绕组A的电流源的负载为 $R_A$ 和 $Z_A$ 的并联组合。类似地，用于驱动初级绕组B的电流源的负载为 $R_B$ 和 $Z_B$ 的并联组合。这些负载被称为 $Z_{NORM}$ 和 $Z_{COMP}$ ，分别为DAC正常和互补输出引脚中的负载，其计算公式为

$$Z_{NORM} = R_A \parallel Z_A = \{R_A\} \parallel \left\{ \frac{R_L R_B}{R_L \left(\frac{B}{A}\right)^2 + R_B \left(\frac{C}{A}\right)^2} \right\}$$

$$= \frac{R_A R_B R_L}{R_A R_L \left(\frac{B}{A}\right)^2 + R_A R_B \left(\frac{C}{A}\right)^2 + R_B R_L} \quad (24)$$

$$Z_{COMP} = R_B \parallel Z_B = \{R_B\} \parallel \left\{ \frac{R_L R_A}{R_L \left(\frac{A}{B}\right)^2 + R_A \left(\frac{C}{B}\right)^2} \right\}$$

$$= \frac{R_A R_B R_L}{R_L \left(\frac{A}{B}\right)^2 + R_A R_B \left(\frac{C}{B}\right)^2 + R_A R_L} \quad (25)$$

基于该结果，可以表示各DAC输出引脚产生的电压，即DAC输出电流与DAC输出引脚中的负载之积。正常DAC输出电压和互补DAC输出电压分别表示为

$$v_{NORM} = I_A Z_{NORM}$$

$$= \frac{\sqrt{2} I_{MAX}}{4} \frac{R_A R_B R_L}{R_B R_L \left(\frac{B}{A}\right)^2 + R_A R_B \left(\frac{C}{B}\right)^2 + R_A R_L} \quad (26)$$

$$v_{COMP} = I_B Z_{COMP}$$

$$= \frac{\sqrt{2} I_{MAX}}{4} \frac{R_A R_B R_L}{R_B R_L \left(\frac{A}{B}\right)^2 + R_A R_B \left(\frac{C}{B}\right)^2 + R_A R_L} \quad (27)$$

其中，已根据方程23替代 $I_A$ 和 $I_B$ 。

次级电压( $v_S$ )等于各初级电压与相关匝数比的乘积。具体地，

$$v_S = v_{NORM} \left(\frac{C}{A}\right) + v_{COMP} \left(\frac{C}{B}\right) = \left(\frac{\sqrt{2} I_{MAX}}{4}\right) \times$$

$$\left( \frac{R_A R_B R_L \left(\frac{C}{A}\right)}{R_A R_L \left(\frac{B}{A}\right)^2 + R_A R_B \left(\frac{C}{A}\right)^2 + R_B R_L} + \frac{R_A R_B R_L \left(\frac{C}{B}\right)}{R_B R_L \left(\frac{A}{B}\right)^2 + R_A R_B \left(\frac{C}{B}\right)^2 + R_A R_L} \right) \quad (28)$$

可根据相应匝数比从 $v_S$ 算出两个初级电压( $v_A$ 和 $v_B$ )，如下所示：

$$v_A = v_S \left(\frac{A}{C}\right) = \left(\frac{\sqrt{2} I_{MAX}}{4}\right) \times$$

$$\left( \frac{R_A R_B R_L}{R_A R_L \left(\frac{B}{A}\right)^2 + R_A R_B \left(\frac{C}{A}\right)^2 + R_B R_L} + \frac{R_A R_B R_L \left(\frac{A}{B}\right)}{R_B R_L \left(\frac{A}{B}\right)^2 + R_A R_B \left(\frac{C}{B}\right)^2 + R_A R_L} \right) \quad (29)$$

$$v_B = v_S \left(\frac{B}{C}\right) = \left(\frac{\sqrt{2} I_{MAX}}{4}\right) \times$$

$$\left( \frac{R_A R_B R_L \left(\frac{B}{A}\right)}{R_A R_L \left(\frac{B}{A}\right)^2 + R_A R_B \left(\frac{C}{A}\right)^2 + R_B R_L} + \frac{R_A R_B R_L}{R_B R_L \left(\frac{A}{B}\right)^2 + R_A R_B \left(\frac{C}{B}\right)^2 + R_A R_L} \right) \quad (30)$$

以上推导出来的方程足以应对抽头变压器的任何一般情况。然而，在实际操作中，有两种简化方式可大幅降低这些方程的复杂性。第一种方法是采用中心抽头变压器(即 $A = B$ )。第二种方法是采用值为 $R_O$ 的等值DAC端电阻(即 $R_A = R_B$ )。另外，请注意， $N = C/(B + A)$ 。若假定 $A = B$ ，则可证明 $C/B = C/A = 2N$ 。将这些简化的概念应用于前面的方程，即可得到以下简化版方程：

$$Z_{NORM} = Z_{COMP} = \frac{R_O R_L}{2R_L + 4R_O N^2} \quad (31)$$

$$Z_S = 2N^2 R_O \quad (32)$$

$$v_{NORM} = v_{COMP} = \left(\frac{\sqrt{2} I_{MAX}}{8}\right) \left(\frac{R_O R_L}{R_L + 2R_O N^2}\right) \quad (33)$$

$$v_S = \frac{\sqrt{2} I_{MAX}}{2} \frac{NR_O R_L}{R_L + 2R_O N^2} \quad (34)$$

**注释**

AN-912

## 注释