

冷连轧机的交流主传动装置

34-40, 封三

王德娟

TG333.11

提要

本文报告了采用环流循环换流器供电的感应电动机主传动装置后, AGC (厚度自动控制) 性能的改善 (与以往的可变电压直流装置相比)。这是通过更精确的速度调节, 更快的响应和转矩抑制而取得的, 文章阐述了环流循环换流器装置的主要特性和电气性能。

轧机主传动和辅助传动用的可变电压直流电源 (VVDC), 多年来在工业上起了很大的作用, 并在一些传动装置中继续占有重要的地位。然而, 用可变电压可变频率 (VVVF) 换流器供电的感应电动机或同步电动机驱动热连轧机的可逆粗轧机, 甚至精轧机组的实例并不罕见。

本文详细论述了矢量控制的VVVF循环电流型循环变流器 (C-CYC), 它给冷连轧机用的鼠笼式感应电动机供电。到目前为止, 东芝公司为冷连轧机架和卷取机已经提供或正在按订单制造21套这种类型的传动装置。做为AGC系统的一部分, 以前对这种传动装置已经简要介绍过, 特别在其性能方面。传动装置的精度和快速响应提高了质量流AGC的精确度, 并且减少了带钢厚度偏差 (支撑辊偏心度导致的) (图1)。模拟跟

随模型的响应, 它消除了限制速度回路增益的必要, 限制速度回路增益是为了避免组合传动机组/VVVF系统转矩谐振点的放大。

C-CYC系统的主要设备

• 闭环速度调节器博德图交点在60弧度/秒 (小步速度响应上升时间 $3/\omega_c = 50 \cdot s$), 利用SFC可以达到这个值。

• 很宽的磁场减弱范围, 可以达到1:6 (最大50Hz)。这样允许使用4极感应电动机, 速度可达1500转/分。(如果不采用串列或双电枢结构, 对于常用功率额定值的机架电动机来说, 不能设计出直流电动机达到这样的磁场范围)。

• 高速化。给原有的冷轧机的动力系统改造时, 通常是这种情况: 要能够提供轧制薄板时要求的较高的速度, 又要保持足够的功率 (和过载功率) 以得到工艺制度的灵活性。C-CYC (和其他类型CYC) 供电的感应电动机能够代替原有的直流电动机。尽管增加了额定功率 (例如: 30%), 仍不破坏原有的底脚螺栓和销钉结构。(如果原有的电动机不是串列的)。

• 增加的固定系列的电力电容器能够提供循环电流控制子系统所需要的无功伏安。因此具有在功率因数为1的条件下运行能力。

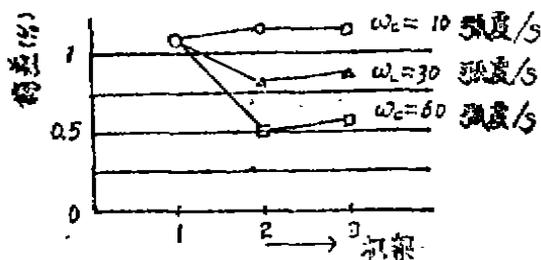


图1 典型现代冷轧机主传动响应与厚度偏差间关系

随器的控制功能(SFC)使得受控系统响应跟

直流主传动电动机的局限性

研究快速响应，大功率VVDC传动装置时，会发现直流电动机的固有局限性。进行换向的线圈组的换向电抗电压具有这样的形式， $E_c = L di/dt$ ，它在最高速度时的值是设计时要考虑的重要问题。 E_c 力图推迟（欠换向）电流向刷子后沿的传输。 E_c 是由磁槽和端部线匝的漏磁通引起的（连接换向的线圈组）。 E_c 的数值随着速度而增加，是很多因素的函数。换向磁极的形状是精心设计的，气隙大小的设定要能够提供消除磁通（过换向）。然而， di/dt 值很大时（快速响应所要求的），整流极磁通受到严重抑制和畸变（不同于产生它的电枢电流），其原因是在磁轭和整流极中感应出涡流（虽然是叠片的）。在全并激方式下，很多漏磁通进入整流极。在磁场很弱的情况下，漏磁通少得多。进行换向的线圈的回路平衡方程具有这样形式， $L di/dt + R_i = U_{B1}$ ，其中 U_{B1} 为整流极感应出的电压， $L di/dt$ 大约等于 E_c 。但是 R_i 是不变的（作为速度的函数），其他两项大致上与速度成比例。这就意味着，磁场减弱范围内的黑带图有移动，使得各种负载—速度条件下的整流极间隙设定更加困难。高速时刷子的振动也是一个因素。

图2中定性示出了2个黑带曲线。考虑到由于上述原因整流极磁通受到畸变，要求在不产生有害火花的前提下，允许整流极（+）（-）电流变化较大。所有这些因素把实际速度响应限制到10~30弧度/秒，也限制了电动机的容量。通过缩短有效电枢导体的长度，可以减小 E_c ，但是这会增加电枢的直径和惯量，因为电枢体积基本上是与基本转速转矩成比例的。一个设计因素， M

常数，表示单电枢电机的额定值可行性，即 $M = \text{功率KW}(\text{最高转数/分})^2 / (\text{基本转数/分}) \leq 6 \times 10^6$

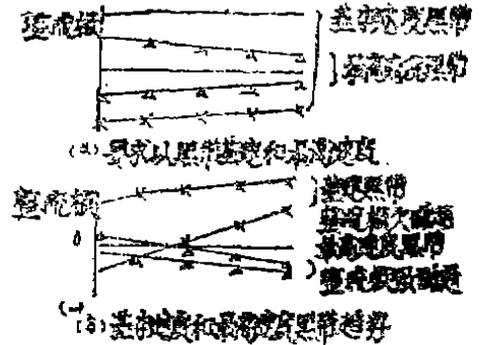


图2 轧机电动机黑带曲线

循环电流循环换流器装置(C—CYC)；VVVF循环换流器可以与VVDC电源进行比较，因为C—CYC的相类似于一个再生直流电源。实际上，在正向和反向可控硅组件之间连一个电抗器的的时候就存在一个直流装置。

图3说明了适于大功率冷轧机架传动的最常用的循环电流型换流器供电电路结构。每一相由正向和反向可控硅组构成，每个可控硅组包括2个6脉冲串联的桥路，结果得到12个脉冲级联的循环换流器。

图4示出了典型的C—CYC电动机端子电压波形， $f_o = 0.8f_i$ ，12脉冲系统。看上去特别平坦的电压部分是反向斜坡逆变方式和整流方式电压部分的瞬时和。

循环电流换流器与无循环电流换流器的主要区别在于，循环电流换流器含有三个中间抽头的电抗器，电抗器插在正和负相组输出端子之间，还含有三个负组整流变压器。这样的结构意味着：

• 负载电流当然连续地通过电流零值。无循环电流传动中的零电流空载时间是检测P组中的最小电流级，封锁P组，等待和解除N组封锁所需的时间。假设没有精确的循

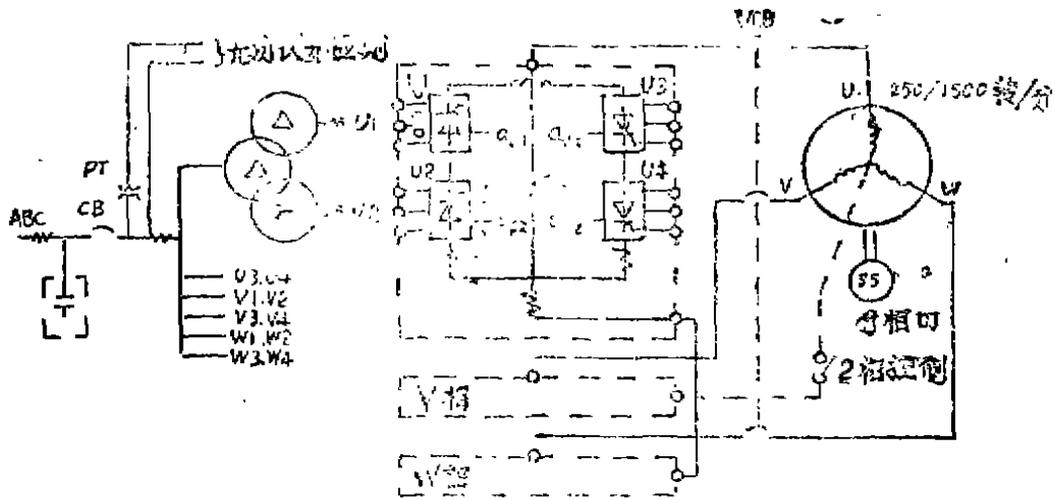


图3 供电换流器结构

VF—矢量滤波器；SS—速度传感器；PHCT—循环电流霍尔电流互感器，正向；NHCT—循环电流霍尔电流互感器，反向；VHCT—相U电动机电流霍尔电流互感器。



图4 C—CYC相电压， U_0 ，48Hz

环电流控制。C—CYC正向和反向组选通角的和总为 180° ， $(\alpha_p + \alpha_n = 180^\circ)$ 。因此两个组的平均电压总是相等的，当一组生成整流/逆度方式电压时，另一组生成相同极性的逆变/整流方式电压。负载电流可以在任何时刻，以任一负载功率因数角度，在两个方向自由流动。

• 虽然两组的平均电压相等，但每组的瞬时电压确实是不同的。循环电流电抗器能吸收这个电压差，并限制循环电流在两组之间的流动。这就是自然循环电流。

• 循环电流总使两组保持在连续导通状态，这样就消除了断续电流工作方式，结果保持了组输出电压和选通角之间固定的余弦关系。（多数性能好的直传动都采用轻载补偿，这个补偿可以出现在任何速度下。这时内电流环通过增益补偿输出电压的突变偏差（作为断续电流方式中的选通控制信号传

递函数。如果没有这个补偿电流控制器，会出现不稳定）。

• 先进的数字调节器空载时间大约为1ms。当输出频率 $f_o = 20\text{Hz}$ 时（无环流循环换流器的典型最大输出频率限制），空载时间意味着，在2%的时间内，电流不受控制。在50Hz时，则在5%时间内，电流不受控制。随着输出频率的增加和转矩波纹的增加，各种主要的和次要的回路控制器将变得更加敏感。这些因素都限制了速度响应的能力。C—CYC则排除了这些障碍，适于很宽的速度范围，高达1:6，这是一般机架传动所要求的。

• 可以对循环电流进行控制，以提高输入位移功率因数。

自动控制功能

最后，矢量控制算法每隔1ms把相电压最新基准值提供给相控（PHC）单片微型机，微型机又输出选通角的信息。

文章的这一部分说明了选通控制系统以

及与矢量控制无关的更重要功能，（矢量控制在后面论述），这些功能使整个系统最佳化。这里要说明的功能有，不对称选通，交流中性偏压控制，循环电流控制，即无功伏安自动控制和2相动态制动。

图5示出了控制系统这部分功能的方框图。

相控制系统接收电压基准值 u_u^* 并输出 $\alpha = \cos^{-1} u_u^*$ 。这个余弦关系对于VVDC和CYC传动都是一样的， u_u^* 被放大到 u_u 。而且，在CYC传动中，这个传递函数是在理论上能使要求的正弦相电压的电压畸变分量最小的传递函数。

循环换流器供电的感应电动机的输入功率因数很低，对于典型的冷轧机架的额定功

率来说，需要补偿。不对称选通，中性点偏压和无功伏安控制这些技术能够使功率因数最佳，使谐波含量最少。

在VVDC电源中，减小了的引出电压受到相延迟的影响，使得 α 变成给换流器供电的变压器二次绕组的功率因数角（重叠角 μ 忽略不计）。瞬时无功伏安方程为：

$$Q_{U1} = K u_{10} \sin \alpha u_1$$

式中K为常数。

输出电压高时，交流线路的无功伏安消耗低。

类似的无功伏安方程适用于C—CYC相。在低频输出时，它是准确的，其中 $i u_0$ 可以被看作以 120° （ f_1 ）的导通递增量出现，并表示 f_0 。较高时有无功伏安。

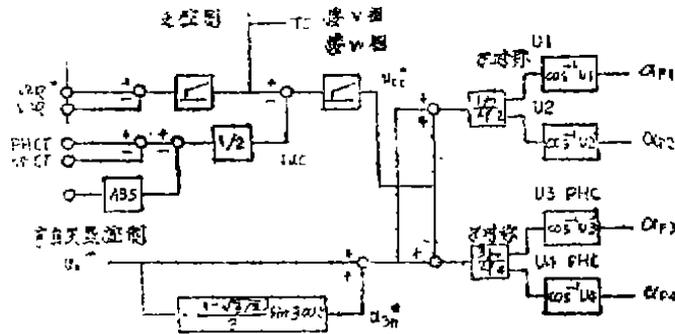


图5 相电压基本控制功能图

与 U_1 和 U_2 桥路结构完全相同的有12个脉冲级联结构的大型直流传动中，已经采用了不对称选通。也就是说，串联的和 U_1 桥 U_2 桥路能为直流电动机提供VVDC。 U_1 和 U_2 桥路是独立选通的。当小于额定的(d·c, 峰值a·c)输出电压时，不对称选通会迫使一个换流器工作在最大电压或接近最大电压。这样，那个桥路使功率因数分量达到最佳，而另一桥路以小于最佳分量的功率因数提供其余要求的电压。

C—CYC输出相电压只是在很短的时间内处于峰值。选通角也是不断变化的，就像

瞬时相无功伏安和有瓦特一样。因此，在减小无功伏安消耗过程中，不对称选通是有用的。图6中的曲线 U_1 和 U_2 是 U_1 和 U_2 的电压分量。如果二者相加，会得到正弦相电压 U_0 。

当反射到一次侧时，变压器二次侧的某几次谐波电流就被消除了。

交流中性点偏压利用了电动机中性点一般不与C—CYC相中性点相连的有利条件，这样便可以在不生成相当的非正弦电动机电流的情况下，利用非正弦C—CYC相电压来改善功率因数。得到的顶部平直的（梯形）

相电压峰值在量上小于利用正弦相电压时出现的峰值。这样，必须提供峰值电压的固定整流变压器二次电压为其正弦要求量的 $\sqrt{3}/2$ 。选通角增大，无功伏安消耗减少。总的来说，无功伏安消耗大约减少15%。为了实现交流中性点偏压，要给所有的相控制单元提供额外的类似，真正的三次谐波电压基准 $U_{3b}^* = (U_0^*/3)(1 - \sqrt{3}/2)\sin 3\omega_0 t$ 。所谓的梯形波（图6的梯形U）是基波（图中未示出）和准三次谐波的和。两个梯形波的矢量和产生了送给电动机端子的必要的线一线正弦波。

表1中简要地概括了典型的计算结果。但是在这些结果中没给出循环电流控制的作用。

循环电流控制按照主回路无功伏安控制器来的指令，通过迫使循环电流电抗器两端出现电压差，来改变循环电流的幅值。无功伏安控制器会把无功伏安调节到具体C—CYC中固定的软件设定值。另一方面，对于配备多个C—CYC传动装置的冷连轧机来说，在1级PLC的中可以计算出依工艺制度而变的无功伏安要求量。并可以把设定的无功伏安参考值送给每个传动装置。这样便提供了给各机架分配的伏安参考值的灵活性（作为可以得到的固定无功伏安的百分比），同时考虑到轧制制度（机架负载）。

为了利用无功伏安自动控制，必须有固定数量的电容器组件（配备以合适的电抗器，以避免共振点）来提供工作期间（不包括轧机加速）C—CYC所消耗的无功伏安。这样，可以保持ABC功率因数不变，因为在传动装置工作期间，能够把无功伏安调节得恒定不变。

数量相同极性相反的参考值送给 U_1 、 U_2 和 U_3 、 U_4 相控制单元。 $\alpha_p + \alpha_N$ 的和不再等于 180° 。但是中点电压没变，好像仍保持原来关系。当相电压幅值低的时候，一定

数量的 i_{uc} 从电源中吸收的无功伏安多于较高相电压时吸收的无功伏安。这样， i_{uc} 总是进行调节，保持无功伏安消耗量不变。

两相动态制动是快速停止C—CYC供电的电动机的手段，同样重要的，也是一相发生故障时使电动机继续运转的一个手段。这是个重要的冗余性能。在直流传动中，假设磁场激磁没有关断，DB停止把一个电抗器加到电枢两端，这个电阻器吸收转动部件的动能（热量），以促使快速停止。在C—CYC供电的电动机中，失掉供电电源之后大约1秒钟内，磁通就消失了。对于紧急C—CYC传动系统的运行来说，在电动机中性点与C—CYC中性点之间需要有个接触器。2相运行的情况如下所述。

首先检测出一相故障（假设相U）。（可能发生的故障包括相过流、差动电流、脉冲放大器故障、可控硅保险丝断等等），像V和W那样，相U被封锁。CTT被闭合。失量滤波器很容易监视减小电机反电势的相位。因此，无扰动的再同步并不困难。CTT闭合和消振时间通常要求大约1秒的恢复时间。矢量控制系统的工作与以前一样，但是重新构成的2相控制系统。图7说明了工作原理。

表1 典型的功率因数（计算出的）

电动机	3730KW	200/600 转/分
状态	200转/分	150%负载
控制	不对称	a—c偏压
结果		
	瓦数	6.0KW
	无功伏安	5.8Mvar
	功率	8.3Mvar
	功率因数	0.72

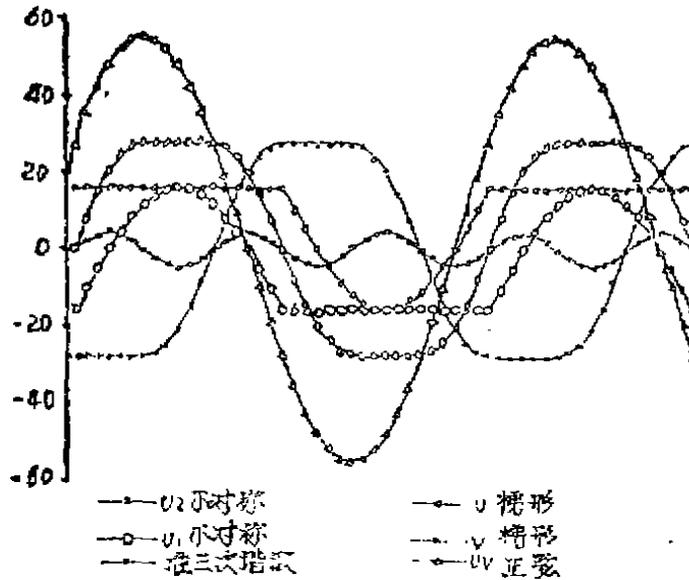


图6 电动机相电压构成

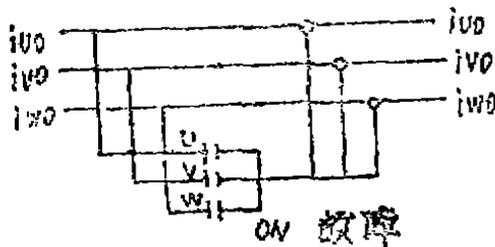


图7 2相运行

对于正常运行:

$$i_{u0} = I \sin \omega_0 t$$

$$i_{v0} = I \sin(\omega_0 t - 2\pi/3)$$

$$i_{w0} = I \sin(\omega_0 t - 4\pi/3)$$

如果从每项减去 i_{u0} , 那么得到平衡的2相运行。

$$i_{u0}' = i_{u0} - i_{u0} = 0$$

$$i_{v0}' = i_{v0} - i_{u0} = I \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) - I \sin \omega_0 t = \sqrt{3} I \sin(\omega_0 t - 5\pi/6)$$

$$i_{w0}' = i_{w0} - i_{u0} = I \sin(\omega_0 t - 4\pi/3) - I \sin \omega_0 t = \sqrt{3} I \sin(\omega_0 t - 7\pi/6)$$

这就是说, V与W之间 60° 相移以及3相

值 $\sqrt{3}$ 倍的相电流会产生类似于没有转矩波动的三相系统运行。如果相V和W电流减小到额定电流, 那么输出转矩变为3相额定转矩的57.7 (即 $1/\sqrt{3}$)。可以在减小输出转矩的情况下进行再生制动或一次紧急停车。图8说明了2相运行的实例。

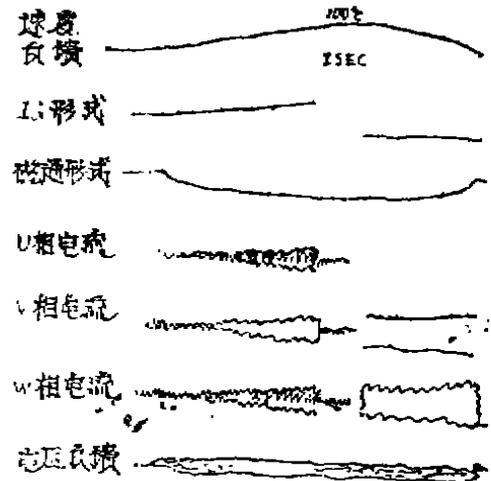


图8 2相运行

速度检测和矢量控制

在高增益的传动系统中，速度反馈信号 (RESSF) 是最重要的。当冷连轧机运行在穿带速度时，速度调节精度是重要的。并直接影响质量流AGC。要求无差调速运行。为了得到目标传动系统精度和响应值，在锁相回路中采用了无刷分组器。并采取了其他专门的措施。多数的功能都是在一块大的选通电路矩阵芯片上实现的。

分相器是个2相感应电动机，绕线型转子（在转子和定子上有专门的绕组以消除滑环）的线圈是精心安排的，能够提供正弦波形相差的角度等于转子位置的角度。定子是用正弦和余弦波1024Hz(ω_0)激励的（转子封锁）。锁相回路通过调节 ω_0 （激励频率），把参考频率 ω^* 锁定到转子频率 $\omega_0 - \omega_r$ 上。用16位计数器计数激励频率 ω_0 ，通过溢出方法和精确的1/1024秒取样时间，检测出转子的位置。位置计数器在转子慢转一周过程中，在1/1024秒内可计数65536，这样这种速度检测技术的分辨率相当于65536 PPR的脉冲发生器。慢速轧机电动机速度的检测精度和RESSF修正值取样间隔时间与高速轧机电动机速度的一样。利用PG反馈的速度调节器在低速时将盲目工作。

为了得到最佳系统，加强了C—CYC的速度检测。分相器牢牢地悬在电动机轴上，有个挡板防止定子转动。这样的安装可以防止推动和振动干扰转子的正弦波精度。分相器单元由2个分相器构成，1X和4X（8级）。4X分相器将分辨率乘以4，大约在一转里可数 2^{13} 。分相器的位置补偿是个软件功能，该软件把数值加到原始位置差信号非线性上做为转子位置的函数，以达到最终速度信号。1X分相器就用于这个目的。

在高速时0.01%（高速的）的稳态速度精度，以及0.004%（低速设定值的）的精度

已得到证实。图9示出了C—CYC中实现的间接矢量控制方法的简化框图。这种间接方法可计算出直轴的相位（反电势峰值相位）。过程是把转子速度 ω_r 与计算的转差率 ω_{sl} 相加，然后求和积分。这样，不依靠电动机 d_q 磁通传感器去得到 θ_0 ，同步转动直轴的位置。偏重于互连的去耦和补偿块，使得框图不适于说明概述的情况。（参考资料4为基本控制策略理论的综合论文）。

参见图9，由于取样时间的要求，矢量滤波器是以硬件为基础的。它完成电流和电压从3相到2相的转换，以便把信号减少到去耦固定轴的数量。它还利用 θ_0 进一步把信号转移到同步转动参考系统d—c值。于是，电流反馈信号 I_q-F 为去耦的d—c数量。与d—c传动（电枢和磁场电流）的d—c数量相似。

在矢量控制模型化后，速度控制器输出变成 I_d-P ，即转矩形式（电流参考）。磁场减弱自动控制器（AFW）输出将参考磁通级减小，做为基本速度以上速度的函数。相关的矢量控制模型化变成 I_d-P ，它强制合适的过渡过程，进行补偿，生成饱和曲线函数。高精度的 I_d-P 是必要的，因为在1:6磁场范围电机中，高速的 I_d-P 的值只为5%或者是满载磁场时其饱和值的5%。

I_q 和 I_d 控制器是2个独立的PI控制器，每一个类似于d—c传动的内电流环。但是二者之间存在去耦相互作用方框。因此， I_q-F 和 I_d-F 是独立调节的。

相电压反馈信号 E_q-F 和 E_d-F ，在矢量滤波之后，用于补偿和瞬变控制方框（图中表示出）。

电压控制块输入为 E_q-P 和 E_d-P ，即两个电流控制器的输出。 θ_0 在这里是输入。相电压参考矢量有如下形式：

$$E-P = \sqrt{(E_q - \rho)^2 + (E_d - \rho)^2}$$

$$Q_v = \tan^{-1} \left[\frac{E_q - \rho}{(E_d - \rho)} \right]$$

