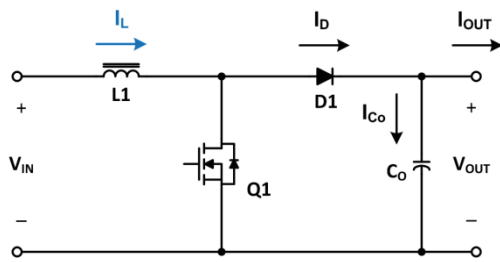


为DC-DC升压转换器选择电感值

Brian Curbo

安森美半导体

升压拓扑结构在功率电子领域非常重要，但是电感值的选择并不总是像通常假设的那样简单。在 dc-dc 升压转换器中，所选电感值会影响输入电流纹波、输出电容大小和瞬态响应。选择正确的电感值有助于优化转换器尺寸与成本，并确保在所需的导通模式下工作。本文讲述的是在一定范围的输入电压下，计算电感值以维持所需纹波电流和所选导通模式的方法，并介绍了一种用于计算输入电压上限和下限模式边界的数学方法，还探讨了如何使用安森美半导体的 WebDesigner™ 在线设计工具来加速这些设计步骤。



1 导通模式

升压转换器的导通模式由相对于直流输入电流 (I_{IN}) 的电感纹波电流峰峰值 (ΔI_L) 的大小决定。这个比率可定义为电感纹波系数 (K_{RF})。电感越高，纹波电流和 K_{RF} 就越低。

$$K_{RF} = \frac{\Delta I_L}{I_{IN}} \quad (1)$$

$$I_{IN} = \frac{P_{IN}}{V_{IN}} \quad (2)$$

在连续导通模式 (CCM) 中，正常开关周期内，瞬时电感电流不会达到零 (图 1)。因此，当 ΔI_L 小于 I_{IN} 的 2 倍或 $K_{RF} < 2$ 时，CCM 维持不变。MOSFET 或二极管必须以 CCM 导通。这种模式通常适用于中等功率和高功率转换器，以最大限度地降低元件中电流的峰值和均方根值。当 $K_{RF} > 2$ 且每个开关周期内都允许电感电流衰减到零时，会出现非连续导通模式 (DCM) (图 2)。直到下一个开关

周期开始前，电感电流保持为零，二极管和 MOSFET 都不导通。这一非导通时间即称为 t_{idle} 。DCM 可提供更低的电感值，并避免输出二极管反向恢复损耗。

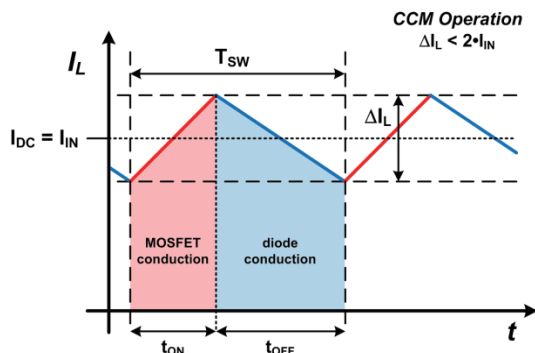


图 1 CCM 运行

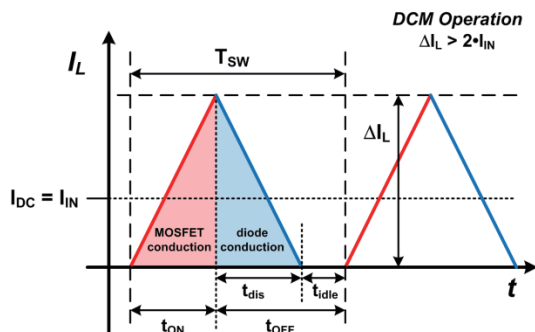


图 2 DCM 运行

当 $K_{RF} = 2$ 时，转换器被认为处于临界导通模式 (CrCM) 或边界导通模式 (BCM)。在这种模式下，电感电流在周期结束时达到零，正如 MOSFET 会在下一周期开始时导通。对于需要一定范围输入电压 (V_{IN}) 的应用，固定频率转换器通常在设计上能够在最大负载的情况下在指定 V_{IN} 范围内，以所需要的单一导通模式 (CCM 或 DCM) 工作。随着负载减少，CCM 转换器最终将进入 DCM 工作。在给定 V_{IN} 下，使导通模式发生变化的负载就是临界负载 (I_{CRIT})。在给定 V_{IN} 下，引发 CrCM/BCM 的电感值被称

为临界电感 (L_{CRIT}), 通常发生于最大负载的情况下。

2 纹波电流与 V_{IN}

众所周知, 当输入电压为输出电压 (V_{OUT}) 的一半时, 即占空比 (D) 为 50% 时 (图 3), 在连续导通模式下以固定输出电压工作的 DC-DC 升压转换器的电感纹波电流最大值就会出现。这可以通过数学方式来表示, 即设置纹波电流相对于 D 的导数 (切线的斜率) 等于零, 并对 D 求解。简单起见, 假定转换器能效为 100%。

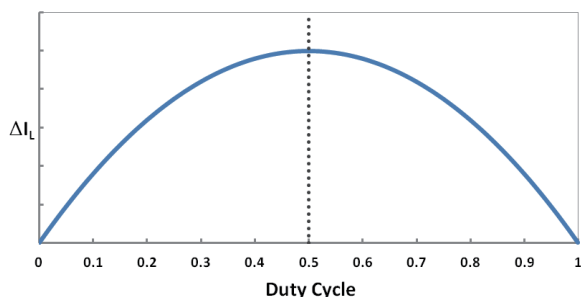


图 3 CCM 中的电感纹波电流

根据

$$D = t_{ON} \cdot F_{SW} \quad (3)$$

$$F_{SW} = \frac{1}{T_{SW}} \quad (4)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} \cdot D}{L \cdot F_{SW}} \quad (5)$$

并通过 CCM 或 CrCM 的电感伏秒平衡

$$V_{IN} = V_{OUT} \cdot (1-D) \quad (6)$$

则

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT} \cdot (D-D^2)}{L \cdot F_{SW}} \quad (7)$$

将导数设置为零

$$\frac{d}{dD} \Delta I_L = \frac{V_{OUT} \cdot (1-2D)}{L \cdot F_{SW}} = 0 \quad (8)$$

我们就能得出

$$D = \frac{1}{2} \quad (9)$$

3 CCM 工作

为了选择 CCM 升压转换器的电感值 (L), 需要选择最高 K_{RF} 值, 确保整个输入电压范围内都能够以 CCM 工作, 并避免峰值电流受 MOSFET、二极管和输出电容影响。然后计算得出最小电感值。 K_{RF} 最高值通常选在 0.3 和 0.6 之间, 但对于 CCM 可以高达 2.0。如前所述, 当 $D=0.5$ 时, 出现纹波电流 ΔI_L 最大值。那么, 多少占空比的情况下会出现 K_{RF} 最大值呢? 我们可以通过派生方法来求得。

假设 $\eta=100\%$, 则

$$P_{IN} = P_{OUT} = V_{OUT} \cdot I_{OUT} \quad (10)$$

然后将 (2)、(6)、(7) 和 (10) 代入 (1), 得出

$$K_{RF} = \frac{\Delta I_L}{I_{IN}} = \frac{V_{OUT} \cdot (D-2D^2+D^3)}{L \cdot F_{SW} \cdot I_{OUT}} \quad (11)$$

$$\frac{d}{dD} K_{RF} = \frac{V_{OUT} \cdot (1-4D+3D^2)}{L \cdot F_{SW} \cdot I_{OUT}} = 0 \quad (12)$$

对 D 求解, 可得

$$D = \left[\frac{1}{3}, 1 \right] \quad (13)$$

$D=1$ 这一伪解可被忽略, 因为它在稳态下实际上是不可能出现的 (对于升压转换器, 占空比必须小于 1.0)。因此, 当 $D=1/3$ 或 $V_{IN}=2/3 V_{OUT}$ 时的纹波因数 K_{RF} 最高, 如图 4 所示。使用同样的方法还能得出在同一点的最大值 L_{MIN} 、 L_{CRIT} 和 I_{CRIT} 。

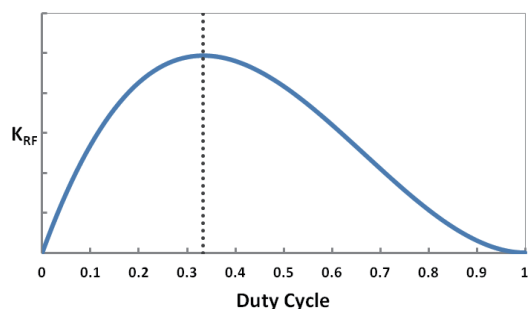


图 4 当 $D=1/3$ 时 CCM 纹波系数 K_{RF} 最高值

对于 CCM 工作, 最小电感值 (L_{MIN}) 应在最接近 $2/3 V_{OUT}$ 的实际工作输入电压 ($V_{IN(CCM)}$) 下进行计算。根据应用的具体输入电压范围, $V_{IN(CCM)}$ 可能出现在最小 V_{IN} 、最大 V_{IN} 、或其间的某个位置。解方程 (5) 求 L , 并根据 $V_{IN(CCM)}$ 下的 K_{RF} 重新计算, 可得出

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN} \cdot D}{\Delta I_L \cdot F_{SW}} = \frac{V_{IN(CCM)}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN(CCM)})}{K_{RF} \cdot V_{OUT}^2 \cdot I_{OUT} \cdot F_{SW}} \quad (14)$$

其中 $V_{IN(CCM)}$ 为最接近 $\frac{2}{3}V_{OUT}$ 的实际工作 V_{IN} 。

对于临界电感与 V_{IN} 和 I_{OUT} 的变化, $K_{RF}=2$, 可得出

$$L_{CRIT} = \frac{V_{IN}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN})}{2 \cdot V_{OUT}^2 \cdot I_{OUT} \cdot F_{SW}} \quad (15)$$

在给定 V_{IN} 和 L 值的条件下, 当 $K_{RF}=2$ 时, 即出现临界负载 (I_{CRIT}):

$$I_{CRIT} = \frac{V_{IN}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN})}{2 \cdot V_{OUT}^2 \cdot L \cdot F_{SW}} \quad (16)$$

4 DCM 工作

如图 5 所示, 在一定工作 V_{IN} 和输出电流 (I_{OUT}) 下的电感值小于 L_{CRIT} 时, DCM 模式工作保持不变。对于 DCM 转换器, 可选择最短的空闲时间以确保整个输入电压范围内均为 DCM 工作。 t_{idle} 最小值通常为开关周期的 3% - 5%, 但可能会更长, 代价是器件峰值电流升高。然后采用 t_{idle} 最小值来计算最大电感值 (L_{MAX})。 L_{MAX} 必须低于 V_{IN} 范围内的最低 L_{CRIT} 。对于给定的 V_{IN} , 电感值等于 L_{CRIT} ($t_{idle}=0$) 时引发 CrCM。

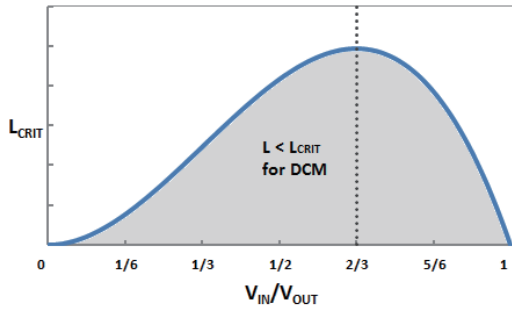


图 5 L_{CRIT} 与标准化 V_{IN} 的变化

为计算所选最小空闲时间 ($t_{idle(min)}$) 的 L_{MAX} , 首先使用 DCM 伏秒平衡方程求出 $t_{ON(max)}$ (所允许的 MOSFET 导通时间最大值) 与 V_{IN} 的函数, 其中 t_{dis} 为电感放电时间。

$$V_{IN} \cdot t_{ON} = (V_{OUT} - V_{IN}) \cdot t_{dis} \quad (17)$$

其中

$$t_{dis} = \frac{1}{F_{SW}} - t_{ON} - t_{idle} \quad (18)$$

可得出

$$t_{ON(max)} = \left(1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}\right) \cdot \left(\frac{1}{F_{SW}} - t_{idle(min)}\right) \quad (19)$$

平均 (直流) 电感电流等于转换器直流输入电流, 通过重新排列 (17), 可得出 t_{dis} 相对于 t_{ON} 的函数。简单起见, 我们将再次假设 $P_{IN}=P_{OUT}$ 。

$$\frac{\Delta L}{2} \cdot (t_{ON} + t_{dis}) \cdot F_{SW} = \frac{P_{IN}}{V_{IN}} \quad (20)$$

其中

$$t_{dis} = \frac{V_{IN} \cdot t_{ON}}{V_{OUT} - V_{IN}} \quad (21)$$

将方程 (3)、(5)、(10)、(19) 和 (21) 代入 (20), 求得 $V_{IN(DCM)}$ 下的 L

$$L_{MAX} = \frac{V_{IN(DCM)}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN(DCM)}) \cdot (1 - t_{idle(min)} \cdot F_{SW})^2}{2 \cdot I_{OUT} \cdot V_{OUT}^2 \cdot F_{SW}} \quad (22)$$

L_{MAX} 遵循类似于 L_{CRIT} 的曲线, 且同在 $V_{IN}=\frac{2}{3}V_{OUT}$ 时达到峰值。为确保最小 t_{idle} , 要计算与此工作点相反的实际工作输入电压 ($V_{IN(DCM)}$) 下的最低 L_{MAX} 值。根据应用的实际输入电压范围, $V_{IN(DCM)}$ 将等于最小或最大工作 V_{IN} 。若整体输入电压范围高于或低于 $\frac{2}{3}V_{OUT}$ (含 $\frac{2}{3}V_{OUT}$), 则 $V_{IN(DCM)}$ 是距 $\frac{2}{3}V_{OUT}$ 最远的输入电压。若输入电压范围覆盖到了 $\frac{2}{3}V_{OUT}$, 则在最小和最大 V_{IN} 处计算电感, 并选择较低 (最差情况下) 的电感值。或者, 以图表方式对 V_{IN} 进行评估, 以确定最差情况。

5 输入电压模式边界

当升压转换器的输出电流小于 I_{CRIT} 与 V_{IN} 的最大值时, 如果输入电压增加到高于上限模式边界或下降到低于下限模式边界, 即 I_{OUT} 大于 I_{CRIT} 时, 则将引发 CCM 工作。而 DCM 工作则发生于两个 V_{IN} 的模式边界之间, 即 I_{OUT} 小于 I_{CRIT} 时。要想以图表方式呈现 V_{IN} 下的这些导通模式边界, 在相同图表中绘制临界负载 (使用所选电感器) 与输入电压和相关输出电流的变化曲线。然后在 X 轴上找到与两条曲线相交的两个 V_{IN} 值 (图 6)。

要想以代数方式呈现 V_{IN} 的模式边界, 首先将临界负载的表达式设置为等于相关输出电流, 以查找交点:

$$I_{CRIT} = \frac{V_{IN}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN})}{2 \cdot V_{OUT}^2 \cdot L \cdot F_{SW}} = I_{OUT} \quad (23)$$

这可以重写为一个三次方程, K_{CM} 可通过常数计算得出

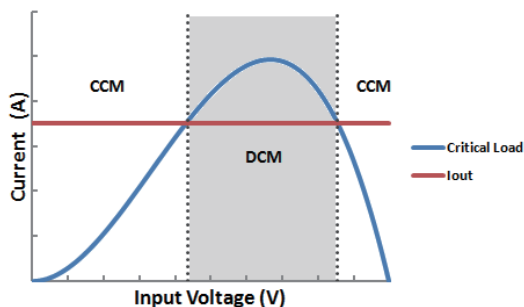


图 6 输入电压模式边界

$$V_{IN}^3 - V_{OUT} \cdot V_{IN}^2 + K_{CM} = 0 \quad (24)$$

其中

$$K_{CM} = 2 \cdot L \cdot F_{SW} \cdot V_{OUT}^2 \cdot I_{OUT} \quad (25)$$

这里，三次方程通式 $x^3+ax^2+bx+c=0$ 的三个解可通过三次方程的三角函数解法得出 [1] [2]。在此情况下， x^1 项的“b”系数为零。我们将解定义为矢量 V_{MB} 。

我们知道

$$q = \frac{a^3}{27} - \frac{a \cdot b}{6} + \frac{c}{2} = \frac{K_{CM}}{2} - \frac{V_{OUT}^3}{27} \quad (26)$$

$$p = \frac{b}{3} - \frac{a^2}{9} = -\frac{V_{OUT}^2}{9} \quad (27)$$

以及

$$\theta = \arccos\left(\frac{-q}{\sqrt{-p^3}}\right) = \arccos\left(1 - \frac{27 \cdot K_{CM}}{2 \cdot V_{OUT}^3}\right) \quad (28)$$

$$V_{MB} = \begin{bmatrix} 2\sqrt{-p} \cdot \cos\left(\frac{\theta}{3}\right) - \frac{a}{3} \\ 2\sqrt{-p} \cdot \cos\left(\frac{\theta+2\pi}{3}\right) - \frac{a}{3} \\ 2\sqrt{-p} \cdot \cos\left(\frac{\theta+4\pi}{3}\right) - \frac{a}{3} \end{bmatrix} V = \begin{bmatrix} \frac{V_{OUT}}{3} \cdot \left(2 \cdot \cos\left(\frac{\theta}{3}\right) + 1\right) \\ \frac{V_{OUT}}{3} \cdot \left(2 \cdot \cos\left(\frac{\theta+2\pi}{3}\right) + 1\right) \\ \frac{V_{OUT}}{3} \cdot \left(2 \cdot \cos\left(\frac{\theta+4\pi}{3}\right) + 1\right) \end{bmatrix} V \quad (29)$$

由于升压转换器的物理限制，任何 $V_{MB} \leq 0$ 或 $V_{MB} > V_{OUT}$ 的解均可忽略。两个正解均为模式边界处 V_{IN} 的有效值。

6 模式边界 - 设计示例

我们假设一个具有以下规格的 DCM 升压转换器：

$$V_{OUT} = 12V$$

$$I_{OUT} = 1A$$

$$L = 6\mu H$$

$$F_{SW} = 100kHz$$

首先，通过 (25) 和 (28) 计算得出 K_{CM} 和 θ ：

$$K_{CM} = 2 \cdot (6 \cdot 10^{-6}) \cdot (100 \cdot 10^3) \cdot 12^2 \cdot 1 = 172.8$$

$$\theta = \arccos\left(1 - \frac{27 \cdot 172.8}{2 \cdot 12^3}\right) = 1.928 \text{ rad} = .614\pi \text{ rad}$$

将 V_{OUT} 和计算所得的 θ 值代入 (29)，得出模式边界处的 V_{IN} 值：

$$V_{MB} = \begin{bmatrix} \frac{12}{3} \cdot \left(2 \cdot \cos\left(\frac{.614\pi}{3}\right) + 1\right) \\ \frac{12}{3} \cdot \left(2 \cdot \cos\left(\frac{.614\pi+2\pi}{3}\right) + 1\right) \\ \frac{12}{3} \cdot \left(2 \cdot \cos\left(\frac{.614\pi+4\pi}{3}\right) + 1\right) \end{bmatrix} V = \begin{bmatrix} 10.40 \\ -3.36 \\ 4.95 \end{bmatrix} V$$

忽略伪解 (-3.36V)，我们在 4.95V 和 10.40V 得到两个输入电压模式边界。这些计算值与图 7 所示的交点相符。

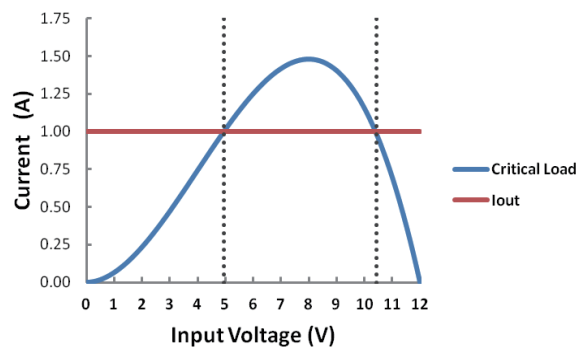


图 7 计算得出的模式边界

7 采用 WebDesigner™ Boost Powertrain 加速设计

对于不同的升压电感值，手动重复进行这些设计计算可能会令人厌烦且耗费时间。复杂的三次方程也使输入电压模式边界的计算相当繁琐且容易出错。通过使用安森美半导体的 WebDesigner™ 等在线设计工具，就能更轻松并显著地加速设计工作。Boost Powertrain 设计模块 (图 8) 会自动执行所有这些计算 (包括实际能效的影响)，并

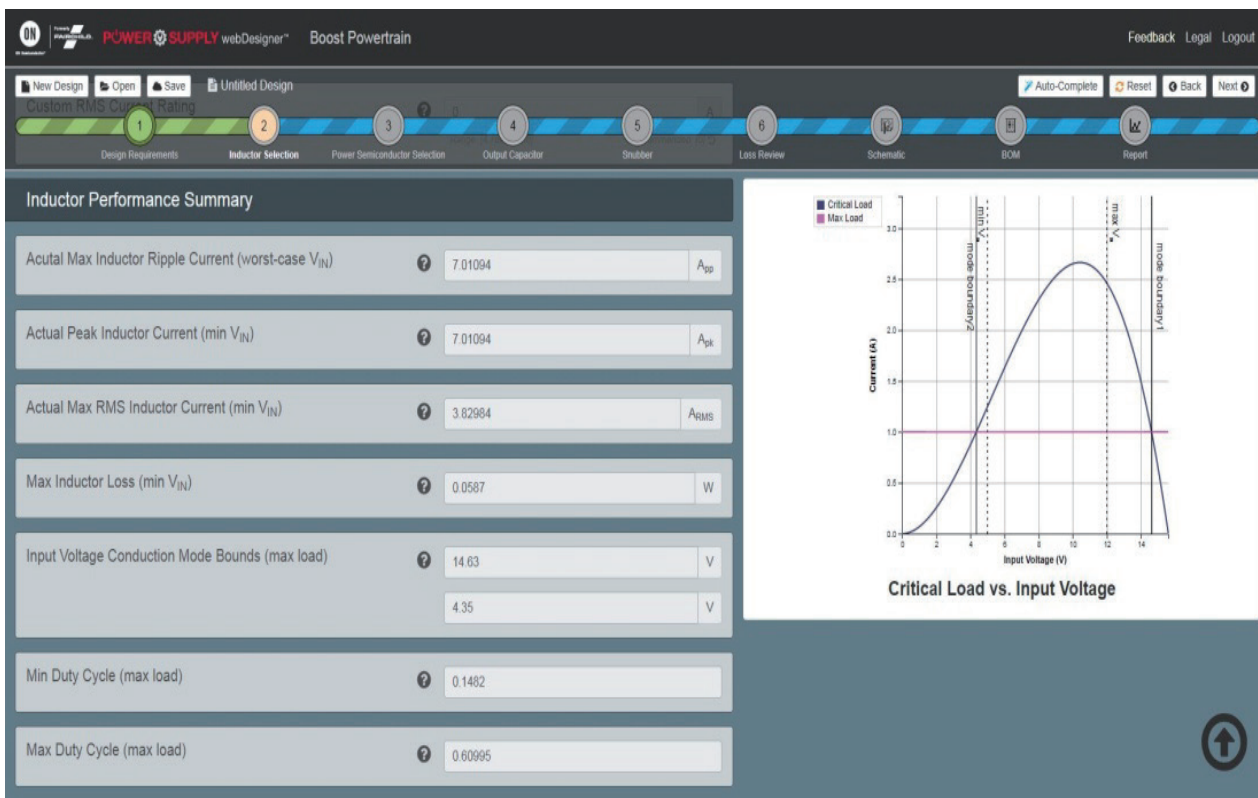


图 8 WebDesigner™ Boost Powertrain

根据您的应用要求推荐最佳电感值。您可以从广泛的内置数据库中选择真正的电感器部件值，或者输入您自己的定制电感器规格，立即就能计算得出纹波电流和模式边界、及其对输出电容、MOSFET、二极管损耗、以及整体能效的影响。

可点击此处获取 WebDesigner Boost Powertrain 设计工具。

8 结论

电感值会影响升压转换器的诸多方面，若选择不当，可能会导致成本过高、尺寸过大、或性能不佳。通过了解

电感值、纹波电流、占空比和导通模式之间的关系，设计人员就能够确保输入电压范围内的所需性能。

参考文献

- [1] H. W. Turnbull, Theory of Equations, Chapter IX, Edinburgh & London: Oliver and Boyd, 1952.
- [2] I. J. Zucker, "The cubic equation - a new look at the irreducible case," The Mathematical Gazette, vol. 92, no. 524, pp. 264-268, July 2008.