

### DCM 模式

轻载时，在一个开关周期里四个整流二极管有可能全部反偏，使得转换器转入 DCM 模式，是否进入 DCM 模式是由负载决定。在 DCM 模式中，一些新序列的子区间将会发生，包括如图 4.6 所示的 X 子区间。

#### K=1, DCM 模式

这个模式由  $Q_1 - X - Q_2 - X$  子区间序列组成，如图 4.22 所示。晶体管  $Q_1$  在半个开关周期之内导通；四个整流二极管全部反偏，剩下的时间由 X 子区间来完成。

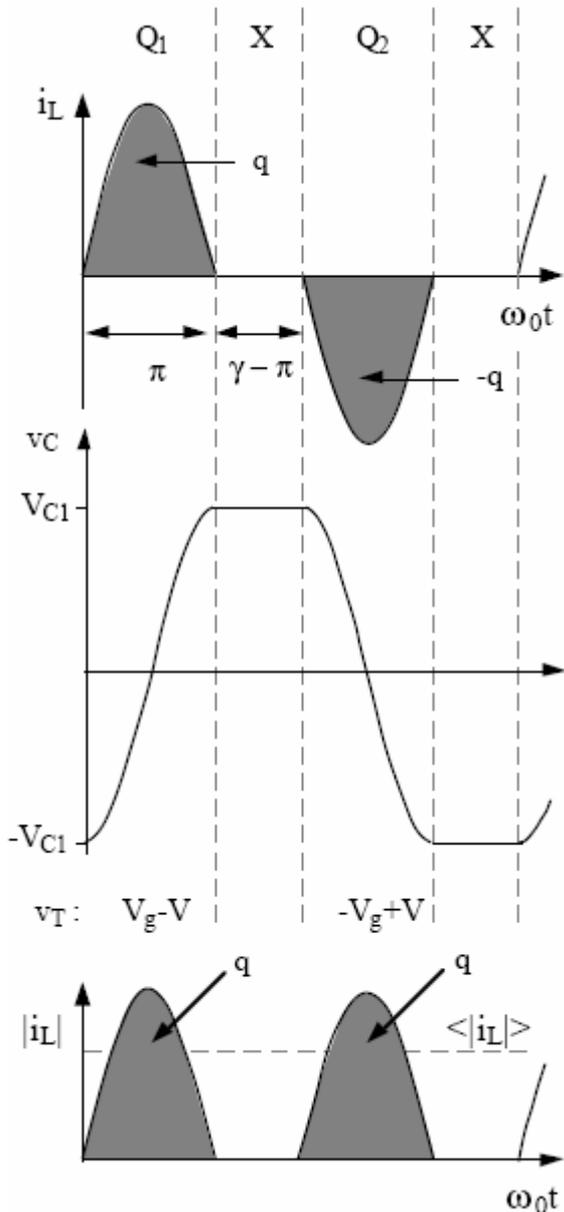


图 4.22 K=1, DCM 模式下的谐振电感电流  
和谐振电容电压波形

为  $q$ ，相应的电压变化量为  $2V_{C1}$ ，因此有

和  $K=1$ , CCM 模式一样，直流负载电流为

$$I = \langle |i_L| \rangle = \frac{2q}{T_s} \quad (4-32)$$

其中  $q$  等于

$$q = \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_L(t) dt \quad (4-33)$$

输入平均电流等于

$$\langle i_g \rangle = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_L(t) dt \quad (4-34)$$

$Q_1$  导通时， $i_g = i_L$ 。把式(4-32)和式(4-33)

代入式(4-44)得

$$\langle i_g \rangle = \frac{2q}{T_s} = I \quad (4-35)$$

因此转换器的直流输入电流和直流输出电流相等。如果转换器工作在无损耗平衡状态下，那么输入功率和输出功率相等，这就使得输入电压和输出电压也相等。

$$P_{in} = V_g \langle i_g \rangle = P_{out} = VI \quad (4-36)$$

$$V_g = V$$

或者

$$M = 1 \quad (4-37)$$

因此，在  $K=1$ , DCM 模式下，转换器的直流电压转换比  $M$  独立于负载电流和开关频率。

为了计算出谐振电容的峰值电压  $V_{C1}$ ，

这里同样运用到前面所介绍的电荷结论。

在  $Q_1$  子区间内，谐振电容上的电荷变化量

$$q = C(2V_{C1}) \quad (4-38)$$

使用式(4-32)消去  $q$  得

$$V_{C1} = \frac{IT_s}{4C} \quad (4-39)$$

或者归一化为

$$M_{C1} = \frac{J\gamma}{2} \quad (4-40)$$

式(4-40)和  $K=1$  , CCM 模式得到的式(4-2)一样,但是并不是每种工作模式都能得出这样的结论。这种工作模式不能发生在开关频率大于谐振频率,因为开关周期必须足够长,使得谐振电路在  $Q_1$  子区间里有足够的时间产生振荡响应。因此,  $K=1$  , DCM 模式出现的一个必要条件是

$$\gamma > \pi \quad (4-41)$$

或者是

$$F > 1 \quad (4-42)$$

下面给出  $K=1$  , DCM 模式出现的另一个必要条件。

### 为什么会出现 $K=1$ , DCM 模式?

在  $Q_1$  子区间结束时,谐振电路为什么会停止振荡呢?正如前文所述,停止振荡的原因是在  $Q_1$  子区间结束瞬间四个整流二极管全部反偏。为了证明此原因,一些结论在这一部分中被加以运用,以期得到负载电流和开关频率导致此模式的工作条件。这些结论在状态空间平面上存在着很简单的关系。如图 4.1 所示,谐振电感上的电压  $v_L$  等于

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = v_S - v_C - v_R \quad (4-43)$$

在  $Q_1$  子区间内,  $v_S = V_g$  ,  $v_R = V$  。通过式(4-37)我们已经知道此模式下  $V = V_g$  , 所以

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = -v_C \quad (4-44)$$

图 4.23 画出了  $v_L(t)$  波形。当  $\omega_0 t = 0$  时,  $v_L(t)$  为正。如图 4.22 所示,  $V_C(0) = -V_{C1}$  , 此时

$\frac{di_L}{dt}$  为正,  $i_L$  增加; 当  $\omega_0 t = \frac{\pi}{2}$  时,  $v_L(t)$  过零,  $i_L$  开始减少; 当  $\omega_0 t = \pi$  时,  $i_L$  等于零。那

么当  $\omega_0 t > \pi$  时, 电感电流  $i_L$  能不能继续减少呢? 这种情况只有在  $v_L(t)$  继续保持负值才能发生。如果  $i_L$  为负, 那么整流桥将从  $v_R = +V$  状态导通到  $v_R = -V$  状态, 此时  $D_1$  子区间将出现, 谐振电感上的电压  $v_L(t)$  将变成

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} = V_g + V - v_C = 2V_g - v_C \quad (4-45)$$

在  $D_1$  子区间里,  $v_C(\pi) = V_{C1}$  。注意, 从式(4-45)可以看出  $v_L(t)$  在  $\omega_0 t = \pi$  有可能为正也有

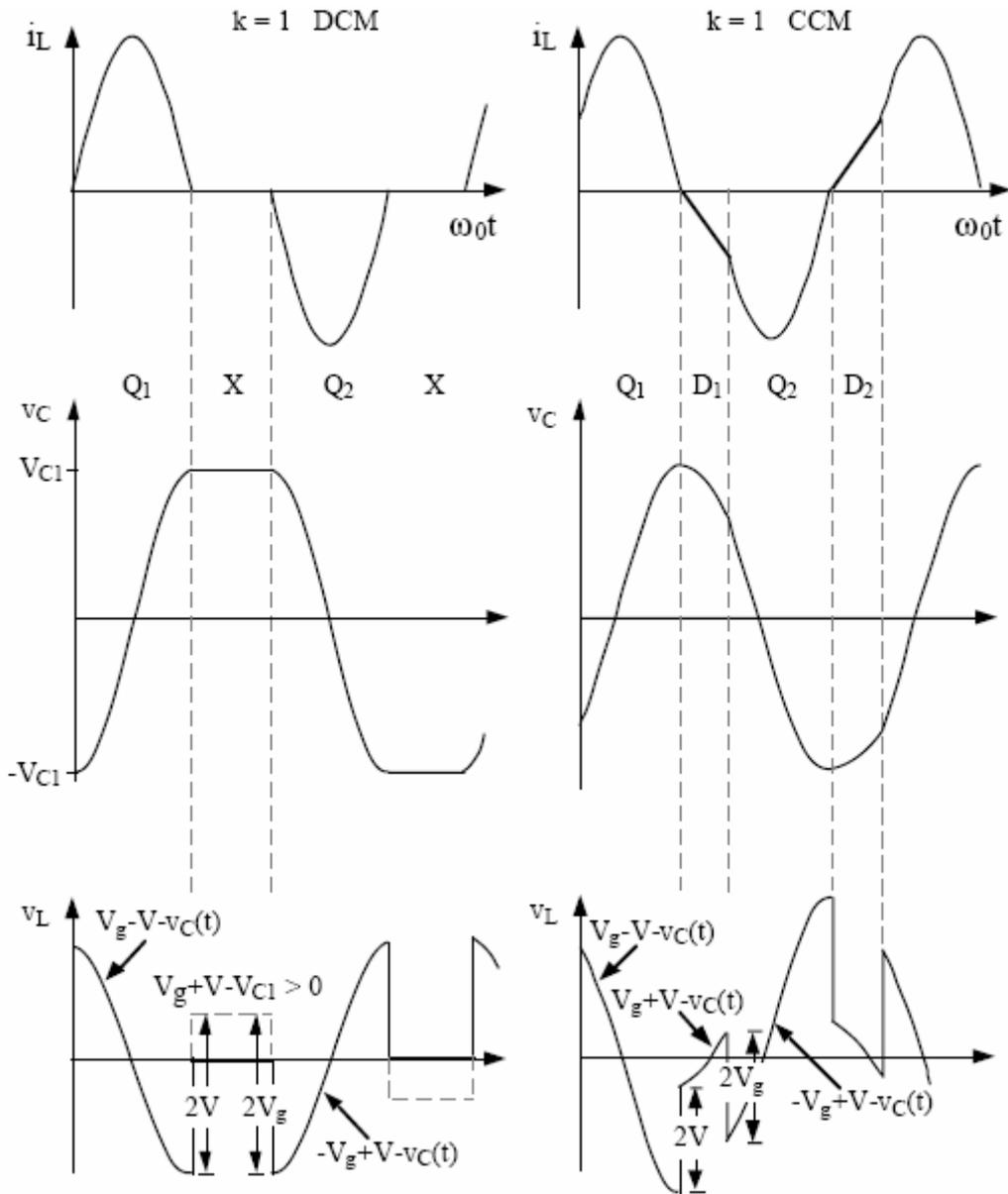


图 4.23 K=1 时，DCM 模式和 CCM 模式谐振波形比较

可能为负，取决于  $V_{C1}$  是否大于  $2V_g$ 。在  $K=1$ ，DCM 模式下， $2V_g - V_{C1}$  为正，因此  $D_6$  和  $D_7$

在  $\omega_0 t = \pi$  时是不可能导通的，如果要导通，这需要  $i_L$  为负，此时在  $v_L(t)$  为正的情况下  $i_L$  为负是不可能的。所以，这个时候四个整流二极管全部反偏。在 X 子区间里谐振电感上的电压和电流保持为零。因此， $K=1$ ，DCM 模式出现的另一个必要条件是

$$V_g + V - v_c(\pi) = 2V_g - v_c(\pi) > 0 \quad (4-46)$$

归一化得

$$1 + M - M_{C1} > 0 \quad (4-47)$$

把式(4-37)和式(4-40)代入式(4-47)得

$$J < \frac{4}{\gamma} \quad (4-48)$$

这就是  $K=1$ ，DCM 模式出现的条件，很明显，此模式在轻载情况时出现。

### 状态空间平面关系

以上得出的结论可以在状态空间平面上简单的表示出来。如第三章所介绍的，串联谐振转换器的状态空间轨迹根据谐振电路两端的电压情况按顺时针方向移动。考虑到如图 4.24a 里的

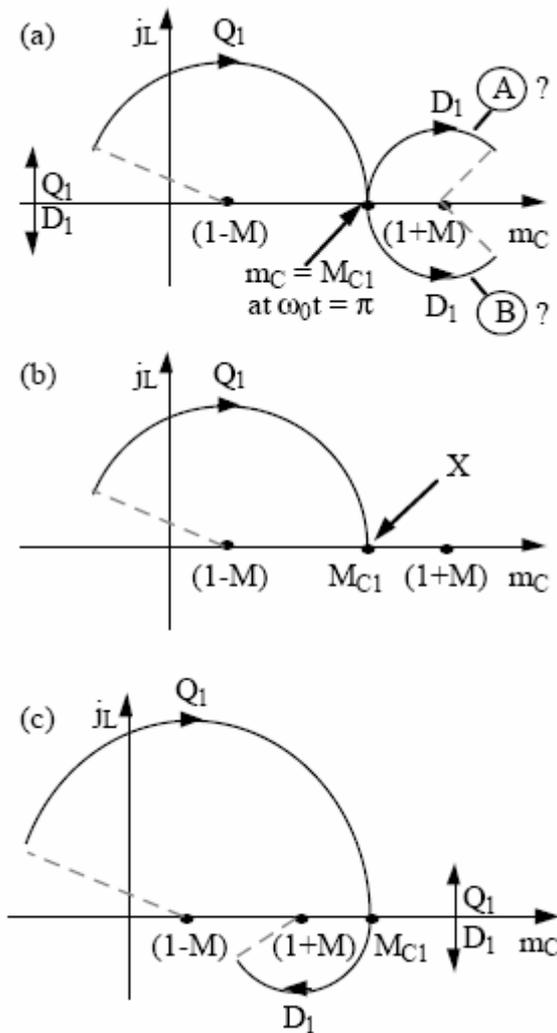


图 4.24 状态空间轨迹(a)  $M_{C1} < (1+M)$  时  
 轨迹 A 和轨迹 B 不可能发生；(b)  $K=1$ ，DCM  
 模式的实际状态空间轨迹，此时  $M_{C1} < (1+M)$   
 (c)  $K=1$ ，CCM 模式的实际状态空间轨迹，此时  
 $M_{C1} > (1+M)$

状态空间轨迹，当  $\omega_0 t = \pi$  时， $j_L$  等于 0，

$m_C = M_{C1}$ 。图中画出了  $M_{C1} < (1+M)$

的轨迹。注意当  $\omega_0 t > \pi$  时， $D_1$  子区

间不可能出现，因为此子区间可能包含有  $m_C = (1+M)$  的圆心的轨迹，从而形

成图中的 A 轨迹或者 B 轨迹。A 轨迹是不可能发生的，因为  $D_1$  子区间不可能发

生在  $j_L$  为正的情况下；B 轨迹也是不可能发生的，因为其方向不是顺时针的。

因此，状态空间轨迹中不包含有  $D_1$  子区间，而包含有 X 子区间。X 子区间中，

$m_C = M_{C1}$  将保持恒定，如图 4.24b 所

示。相反，CCM 模式下的状态空间轨迹如图 4.24c 所示，这种情况下，

$M_{C1} > (1+M)$ ，因此  $j_L$  为负的轨迹能够沿着以  $m_C = (1+M)$  为圆心的圆以

顺时针方向移动。

通过上面分析，状态空间轨迹的几何图给出了 CCM 模式和 DCM 模式发生时的临界条件。

**K=2, DCM 模式**

在此模式下，谐振电路在每半个开关周期  $\frac{T_s}{2}$  里做出两个半周期的振荡响应，之后输出整流二极管反偏。涉及到此模式的波形由图 4.25 给出。

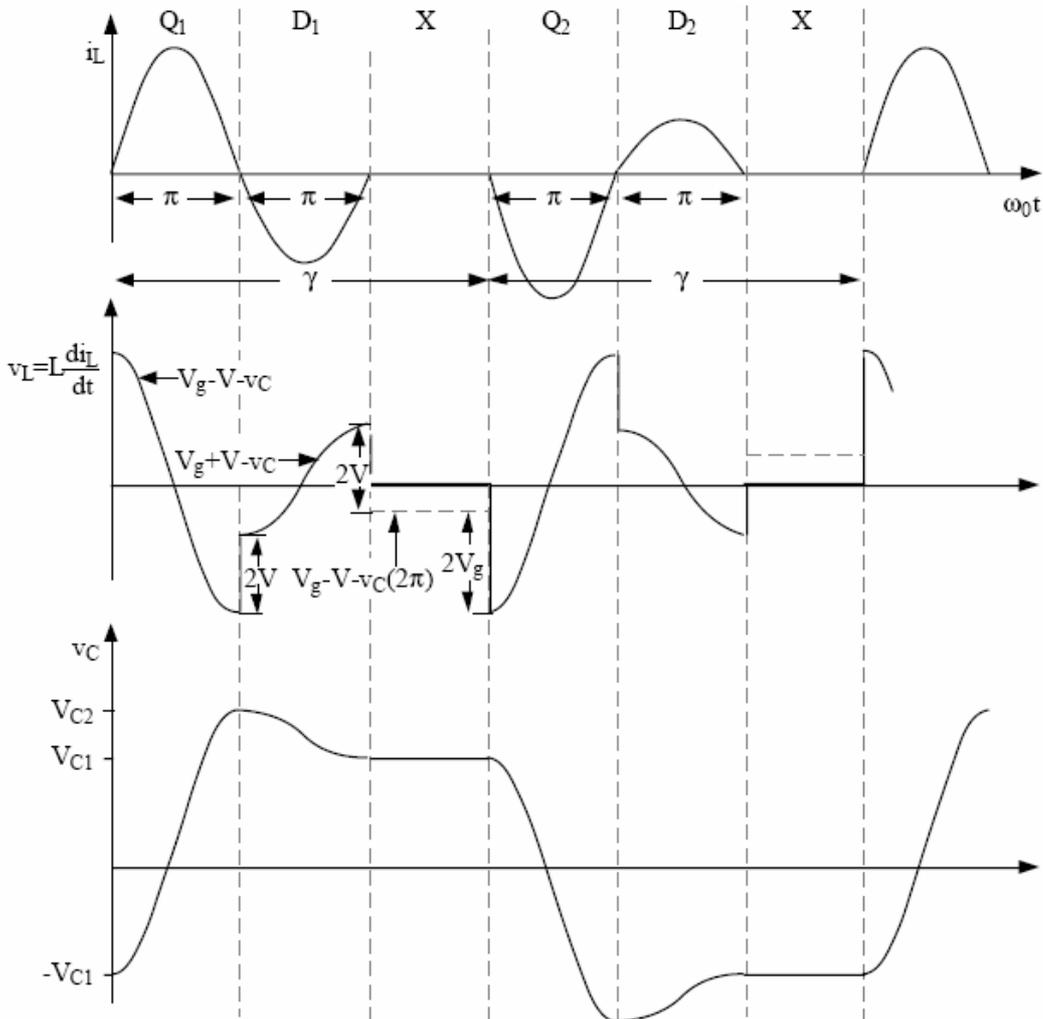


图 4.25 K=2, DCM 模式下的相关波形

当此模式出现时，开关周期必须要比两个谐振周期  $T_0$  长，也就是

$$\gamma \geq 2\pi \quad \text{或者} \quad F \leq \frac{1}{2} \quad (4-49)$$

此模式是很有用的一个模式，因为转换器的输出参量很容易控制调节，转换器的输出将表现为一个由开关频率控制其大小的恒流源，开关管在零流下导通和关断，因此其开关损耗最小。此模式的缺点是开关管的峰值电流比 CCM 模式中的要大，因此其导通损耗比较大。既然负载电流由开关频率直接调节，那么宽负载电流变化情况下就需要开关频率的变化能够比较宽，使其能够在最大开关频率 ( $\frac{f_0}{2}$ ) 下设计变压器，因此当工作点的变化引起的开关频率低

于  $\frac{f_0}{2}$  的变化时，完全没有必要使用体积过大，频率过低的变压器。

**分析**

首先，还是运用电容电荷结论把谐振电容峰值电压和直流输出电流关联到一起。谐振电感电

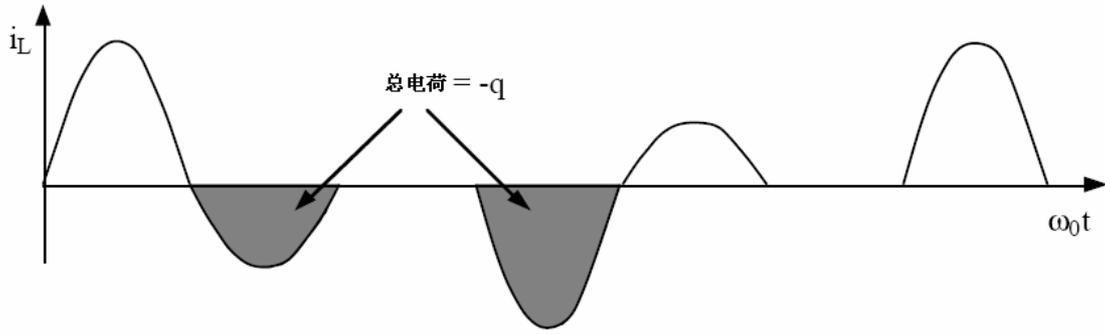


图 4.26 谐振电感电流波形

流  $i_L(t)$  等于谐振电容电流，由图 4.26 绘制出。 $i_L(t)$  波形为负时所包含的全部电荷等于  $-q$ 。

谐振电容的电压峰峰值等于  $2V_{C1}$ ，其表征了电容两端的电荷变化量。因此

$$2V_{C2} = \frac{q}{C} \quad (4-50)$$

平均输出电流  $I$  等于

$$I = \langle |i_L| \rangle = \frac{2q}{T_s} \quad (4-51)$$

消去  $q$ ，得

$$I = \frac{4CV_{C2}}{T_s} \quad (4-52)$$

或者归一化得

$$M_{C2} = \frac{J\gamma}{2} \quad (4-53)$$

式(4-53)跟  $K=1$ ，DCM 模式以及  $K=1$ ，CCM 模式所得出的结果一样。它表明了谐振电容的峰值电压和负载电流成比例关系。

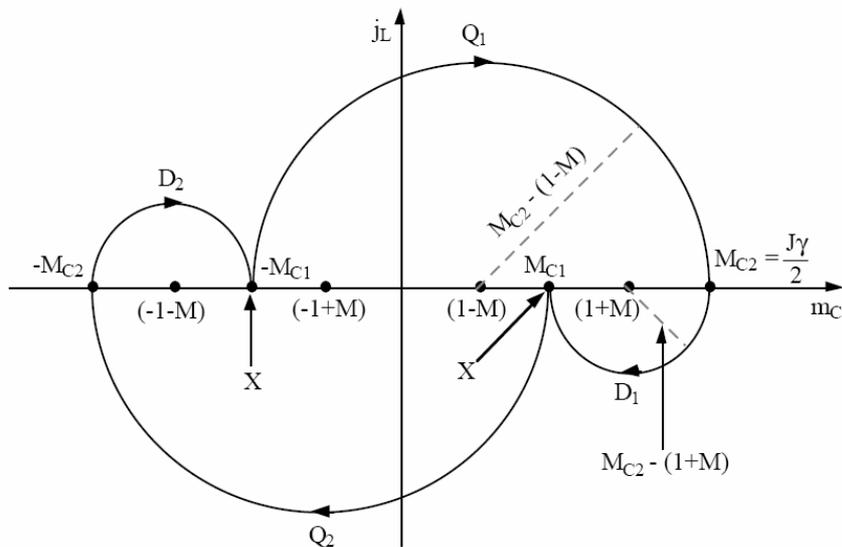


图 4.27  $K=2$ ，DCM 模式下的状态空间轨迹

图 4.27 画出了  $K=2$ ，DCM 模式下的状态空间轨迹图。开关周期开始于点  $(m_C, j_L) = (-M_{C1}, 0)$ 。 $Q_1$  子区间和  $D_1$  子区间在  $\pi$  时间内，轨迹图分别为半圆形。它们的半径分别为  $M_{C2} - (1 - M)$  和  $M_{C2} - (1 + M)$ 。剩下的时间由位于点  $(m_C, j_L) = (+M_{C1}, 0)$  的 X 子区间来完成。  
寻找此模式的输出特性和寻找  $K=1$ ，CCM 模式下的输出特性的方法一样。如果转换器工作在稳态，那么其状态空间轨迹必然是闭环的，如图 4.27 所示。 $D_2$  子区间的终点必须与  $Q_1$  子区间的起点重合。

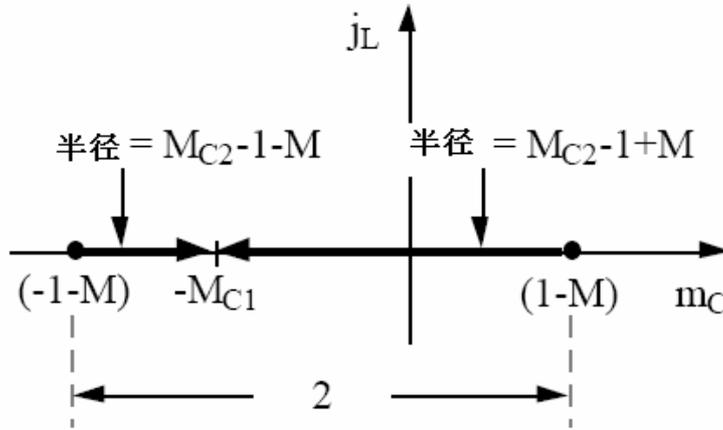


图 4.28 图示  $M_{C1}$ 、 $M_{C2}$  以及  $M$  之间的关系

图 4.28 放大了图 4.27 里的重合点，很容易看出，在稳态下， $D_2$  子区间的半径加上  $Q_1$  子区间的半径等于它们圆心所对应的距离，即

$$2 = (M_{C2} - 1 - M) + (M_{C2} - 1 + M) \quad (4-54)$$

简化得

$$M_{C2} = 2 = \frac{J\gamma}{2} \quad (4-55)$$

因此

$$J = \frac{4}{\gamma} = \frac{4}{\pi} F \quad (4-56)$$

可以看出，负载电流由开关频率决定而非输出电压，此时转换器表现为一个恒流源。图 4.29 表明  $K=2$ ，DCM 模式的输出特性曲线为一个水平直线。

当负载为一阻性负载时，有

$$J = MQ = \frac{4}{\pi} F \quad (4-57)$$

其中  $Q = \frac{R}{R_0}$ 。从式(4-57)中解出  $M$ ，得到控制平面的特性

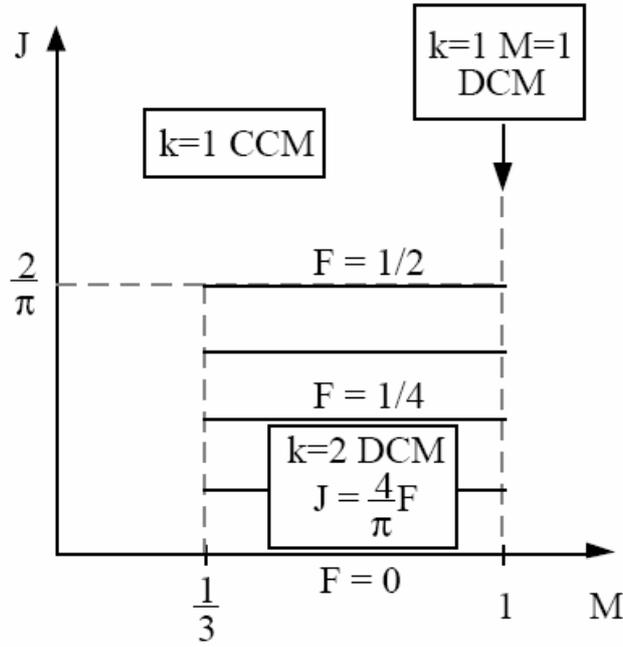


图 4.29 K=2, DCM 模式的输出特性图

$$M = \frac{4F}{\pi Q} \quad (4-58)$$

因此，控制平面特性( $M$  vs  $F$ ，在线性阻性负载下)和  $F$  呈线性正比关系。重新查看图 4.27 可以发现， $M_{C1}$  等于  $M_{C2}$  减去两倍  $D_1$  子区间的圆半径，即

$$M_{C1} = M_{C2} - 2(M_{C2} - 1 - M) = 2M \quad (4-59)$$

这个结果将被运用在下面所介绍的，以获得临界模式条件。

### K=2, DCM 模式临界条件

前面已经提到， $K=2$ ，DCM 模式被限制在  $\gamma \geq 2\pi$  或者  $F \leq 0.5$  条件下。因此，根据式(4-56)

$J$  和  $F$  被直接关联在一起，这种限制条件也就限制了输出电流能力

$$J = \frac{4}{\pi} F \leq \frac{2}{\pi} \quad (4-60)$$

因此， $K=2$ ，DCM 模式的输出平面图被限制在直线  $J = \frac{2}{\pi}$  以下。

此外，当  $K=2$ ，DCM 模式出现时输出整流桥(1)必须在  $\omega_0 t = \pi$  时( $Q_1$  子区间和  $D_1$  子区间之间)继续导通；同时(2)必须在  $\omega_0 t = 2\pi$  时( $D_1$  子区间之后)反偏。通过观察分析状态空间轨迹，很容易得出关于(2)所需的条件

$$M_{C1} > 1 - M \quad (4-61)$$

同时得出关于(1)所需的条件

$$M_{C2} > 1 + M \quad (4-62)$$

将式(4-55)和式(4-59)代入，这两个条件变为

$$1 > M > \frac{1}{3} \quad (4-63)$$

因此，K=2，DCM 模式的临界条件为

$$\begin{aligned} 1 > M > \frac{1}{3} \\ \frac{2}{\pi} > J > 0 \\ \frac{1}{2} > F > 0 \end{aligned} \quad (4-64)$$

K=2，DCM 模式的临界条件由图 4.29 给出，控制平面特性由图 4.30 给出。

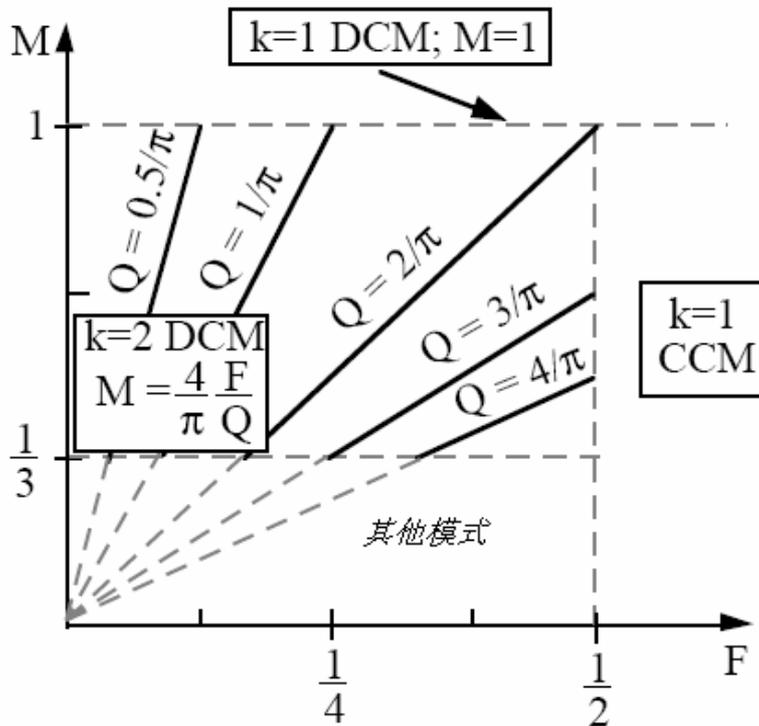


图 4.30 K=2，DCM 模式的控制平面特性

当  $M \rightarrow 1$ ，转换器将进入 K=1，DCM 模式；当  $M \rightarrow \frac{1}{3}$ ，转换器将进入高阶 ( $k \geq 2$ )DCM 或者 CCM 模式。

所有频率控制的 CCM 和 DCM 模式的稳态方程将在这里给出

### K 型 CCM 模式

K 型 CCM 模式发生在以下频率范围

$$\frac{f_0}{k+1} < f_s < \frac{f_0}{k} \quad (4-65)$$

其输出平面特性为一个椭圆，并且有如下关系式

$$M^2 \xi^2 \sin^2\left(\frac{\gamma}{2}\right) + \frac{1}{\xi^2} \left(\frac{J\gamma}{2} + (-1)^k\right)^2 \cos^2\left(\frac{\gamma}{2}\right) = 1 \quad (4-66)$$

其中  $\xi$  为分谐波系数

$$\xi = k + \frac{1+(-1)^k}{2} \quad (4-67)$$

电压转换率 M 的范围为

$$0 \leq M \leq \frac{1}{\xi} \quad (4-68)$$

轻载时，转换器有可能会进入到 DCM 模式。

CCM 模式的典型波形由图 4.31 给出。当 K 为偶数时，二极管  $D_1$  首先导通半个谐振周期里的一部分时间。当 K 为奇数时，晶体管  $Q_1$  首先导通，导通时间小于一个谐振全周期。任一

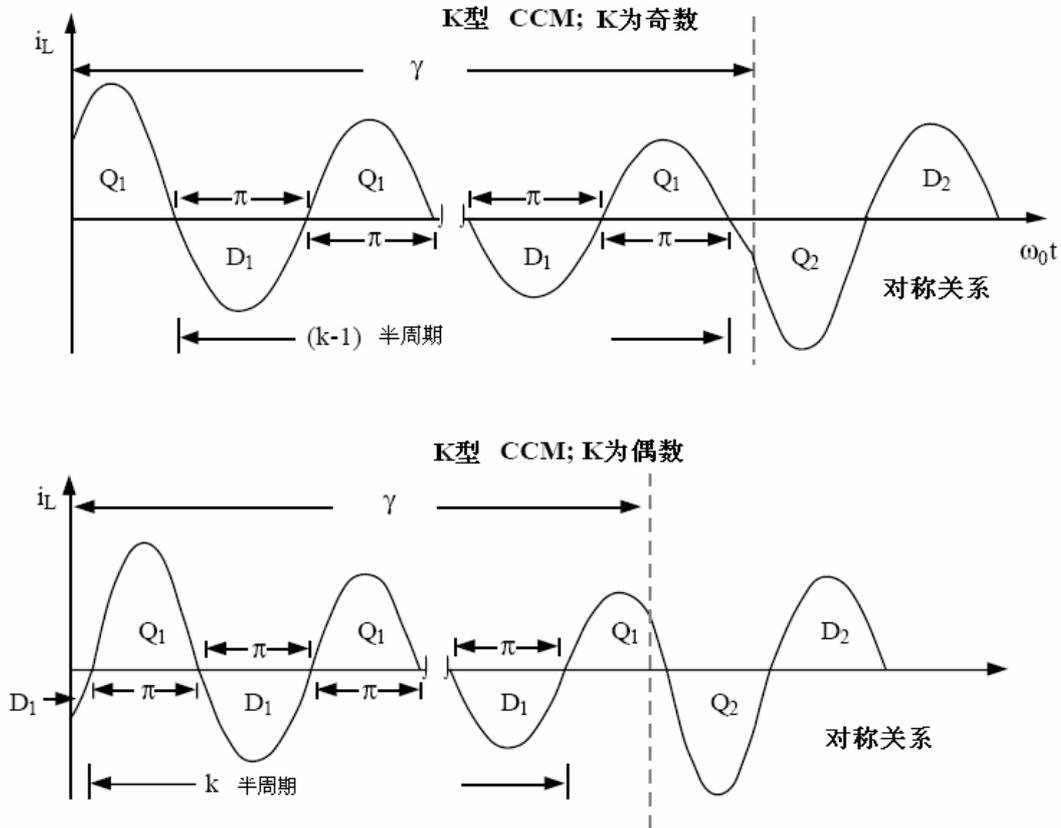


图 4.31 K 型 CCM 模式下谐振电感电流的波形

种情况都将追随  $(\xi - 1)$  来完成半个周期的响应。半个开关周期结束于某个子区间小于谐振周期时，此时无任何器件导通；接下来的半个周期将开始，并且与前面的对称。

把  $J = MQ$  代入式(4-66)可以得出其稳态时的控制平面特性。使用一元二次方程的解的关系式可以得出

$$M = \frac{(\frac{Q\gamma}{2})}{\xi^4 \tan^2(\frac{\gamma}{2}) + (\frac{Q\gamma}{2})^2} [(-1)^{k+1} + \sqrt{1 + \frac{(\xi^2 - \cos^2(\frac{\gamma}{2}))(\xi^4 \tan^2(\frac{\gamma}{2}) + (\frac{Q\gamma}{2})^2)}{(\frac{Q\gamma}{2})^2 \cos^2(\frac{\gamma}{2})}}] \quad (4-69)$$

式(4-69)所表达是在阻性负载情况时开关频率和电压转换率之间的闭环关系式，此式可适用于所有的 K 值。

**K 型 DCM 模式，K 为奇数**

K 为奇数的 DCM 模式的频率范围为

$$f_s < \frac{f_0}{k} \quad (4-70)$$

此模式下，输出电压独立于负载电流和开关频率，并且有如下关系式

$$M = \frac{1}{k} \quad (4-71)$$

此模式的负载电流范围为

$$\frac{2(k+1)}{\gamma} > J > \frac{2(k-1)}{\gamma} \quad (4-72)$$

此模式时，谐振电路里的电流将振荡响应半个周期。四个整流二极管随后反偏，谐振电流随后等于 0，并且保持为 0 直到下一个开关半周期开始，如果 4.32 所描述

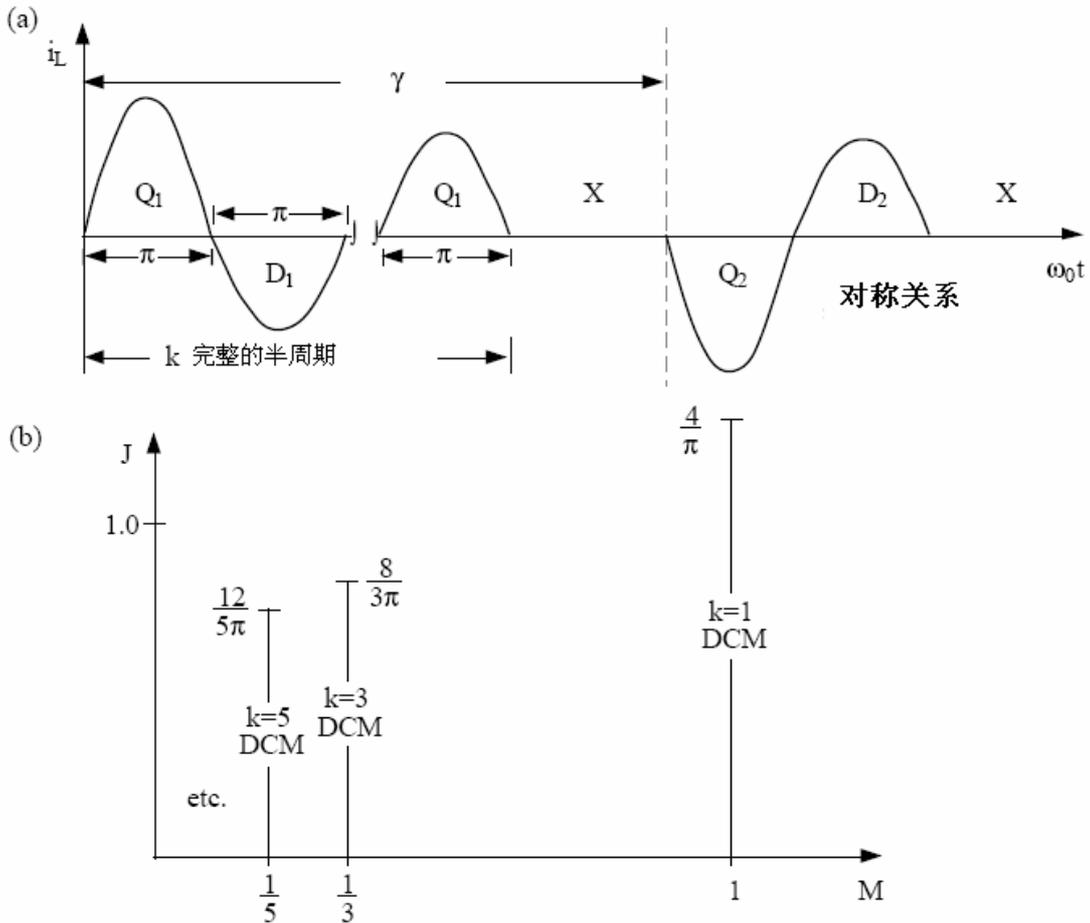


图 4.32 K 为奇数时的 DCM 模式(a)谐振电感电流波形；(b)输出特性

一个关于串联谐振工作在  $K$  为奇数时 DCM 模式下的直流等效电路由图 4.33 给出。可以看出，它是一个等效匝比为  $1:\frac{1}{k}$  的等效“直流变压器”。转换器通常不被设计在此模式中工作，因为输出电压不能通过开关频率来控制。尽管这样，如果负载电流非常小，所有开关频率小于谐振频率的转换器也能设计在此模式中工作，此时我们不能将这种模式忽略在设计之初。

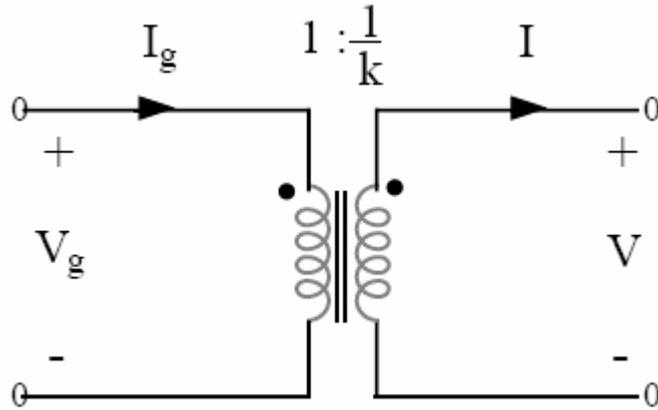


图 4.33  $K$  为奇数 DCM 模式时稳态电路的等效电路图

### K 型 DCM 模式， $K$ 为偶数

$K$  为偶数的 DCM 模式的频率范围为

$$f_s < \frac{f_0}{k} \quad (4-73)$$

此模式同样拥有恒流源特性，其负载电流由开关频率和输入电源决定，跟负载电压无关，关系式为

$$J = \frac{2k}{\gamma} \quad (4-74)$$

$M$  的范围为

$$\frac{1}{k-1} > M > \frac{1}{k+1} \quad (4-75)$$

此模式中，谐振电流响应半个谐振周期，随后四个整流二极管反偏，随后谐振电流等于 0，并且保持为 0 直到下一个开关周期到来，如图 4.34a 所示。

当工作于此模式时，谐振转换器拥有一些不寻常的特性。一个直流等效电流图由图 4.35 给出。

它表明，这是一个回转导纳等于  $g = \frac{2k}{\gamma R_0}$  的回转器。此时，回转器把输入电压  $V_g$  转变成输出电流源  $gV_g$ 。

一些大型功率的转换器被故意的设计工作在  $K=2$ ，DCM 模式轻载条件下甚至是重载条件下。

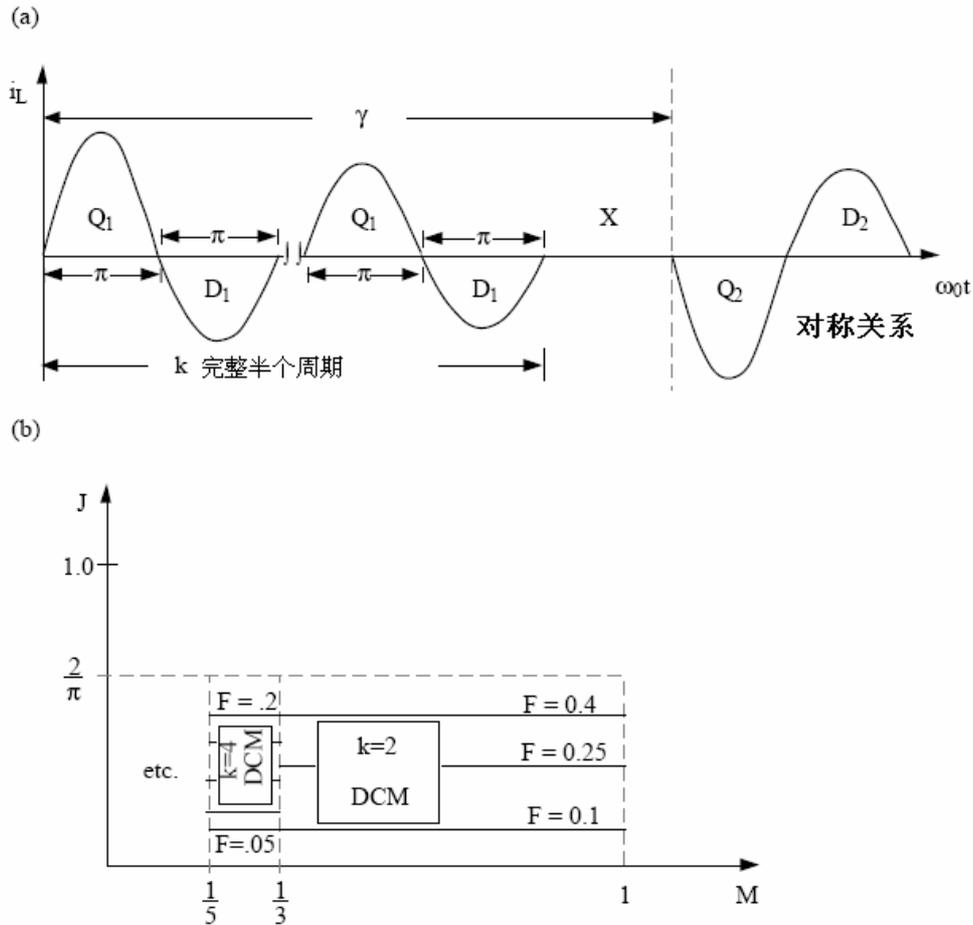


图 4.34 K 为偶数时 DCM 模式的(a)谐振电感电流波形(b)输出特性

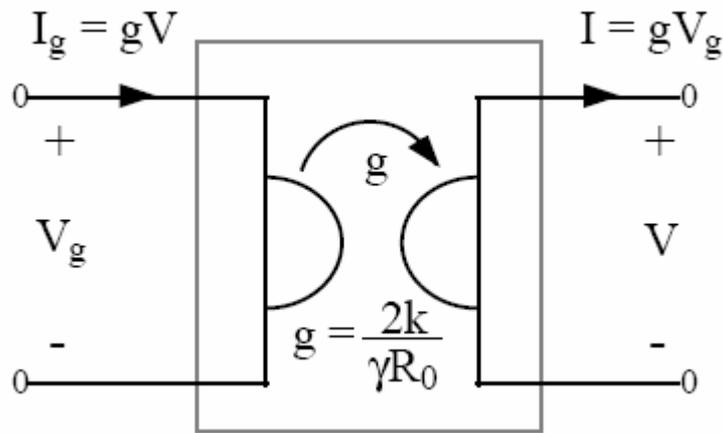


图 4.35 K=2, DCM 模式稳态时的等效电路图, 为一个等效的回转器。

### 合成特性曲线

使用式(4-65)和式(4-75)可以画出所有控制平面的特性曲线。如图 4.36 和图 4.37 所示。可以看出, 当开关频率大于谐振频率时, 唯一可能的工作模式是  $K=0$ , CCM 模式, 并且输出电压将随着开关频率的增大而单调递减。减少负载电流(增大负载电阻或者减少  $Q$  值)会导致输出电压的增加。当开关频率小于谐振频率时的工作模式对于分谐波的出现和 DCM 情况下变得复杂。 $K=1$ , DCM 模式和  $K=2$ , DCM 模式适于此情况, 因为输出电压随着开关频率的增

加单调的递增。同时增大负载电流将会引起输出电压的下降。市面上有许多转换器已成功的运用 ZCS 设计工作与此模式。然而，工作在高阶( $K=2$ , CCM 或者  $K=4$ , CCM)通常是不允许的。

通常给定一个  $F$  和  $Q$  值,工作模式通过以下一些运算能很快的评估出来。首先,重载的 CCM 模式的  $K$  值和开关频率关系如下

$$k = INT\left(\frac{1}{F}\right) \quad (4-76)$$

其中  $INT(x)$  表示取整的意思。然后,  $k_1$  由下面关系式决定

$$k_1 = INT\left(\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{Q\pi}{2F}}\right) \quad (4-77)$$

所以,转换器工作在  $K$  型 CCM 模式下的关系如下

$$k_1 > k \quad (4-78)$$

如果式(4-78)不成立,那么转换器将工作在  $k_1$  型 DCM 模式下。

$K=0$ , CCM 模式的输出平面特性如图 4.38 所示,固定频率时的曲线为一个椭圆,并且所有的曲线都通过点  $M=1, J=0$ 。  $K=1$ , CCM 模式、  $K=1$ , DCM 模式和  $K=2$ , DCM 模式的输出平面特性如图 4.39 所示。可以看出  $K=1$ , CCM 模式下固定频率时的曲线为一个椭圆,  $K=1$ , DCM 模式下的曲线为一条垂直直线,而  $K=2$ , DCM 模式下的曲线为一条水平直线。

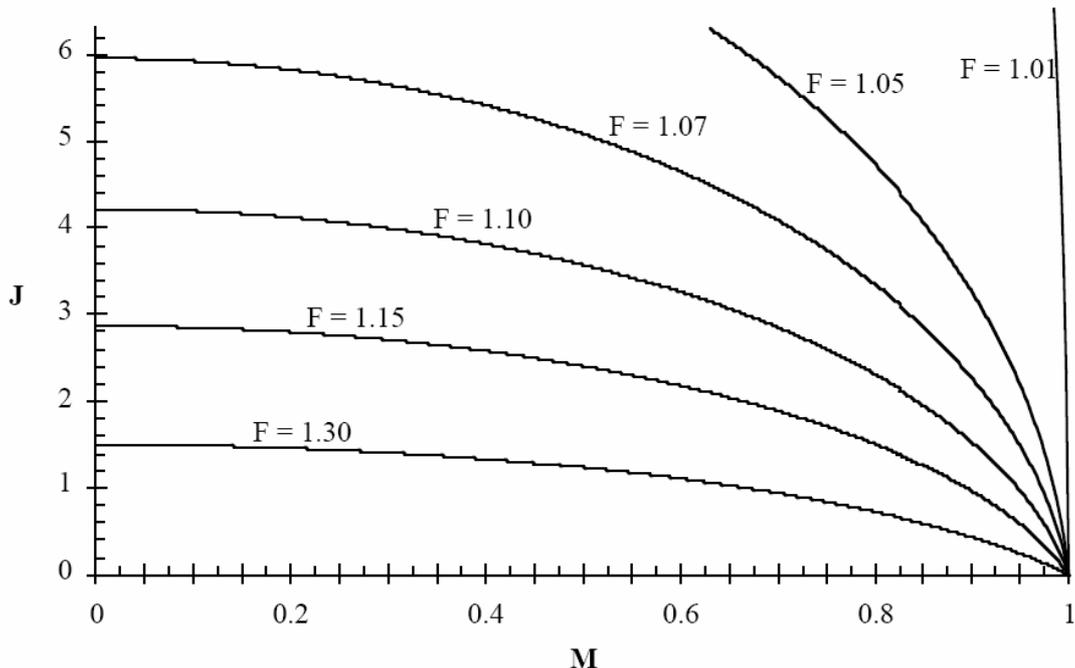


图 4.38  $K=0$ , CCM 模式时的输出平面特性曲线(开关频率大于谐振频率)

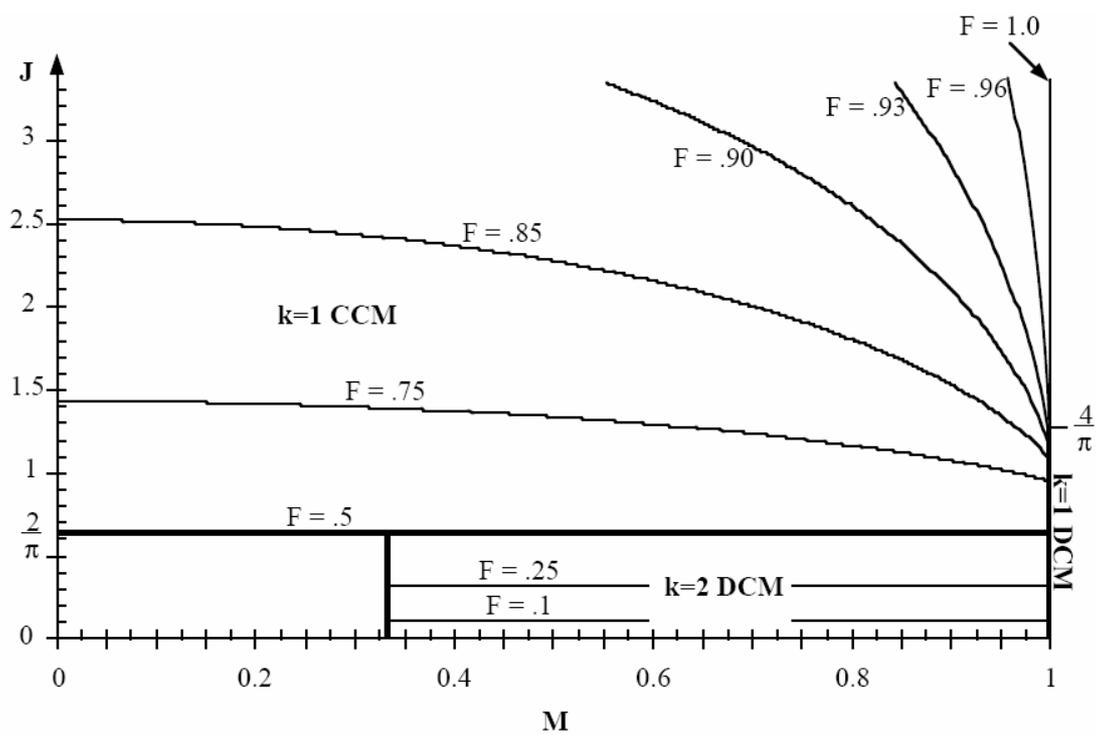


图 4.39  $K=1$  , CCM 模式、 $K=1$  , DCM 模式和  $K=2$  , DCM 模式的输出平面特性曲线

未完待续