

面向效率最优的无线电能传输系统设计与实现

戴欣

重庆大学教授、博士生导师

国家无线电能传输技术国际联合研究中心 副主任

toybear@vip.sina.com 13883688685

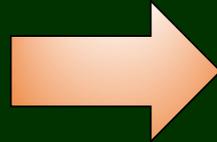
课程大纲

- 1 无线电能传输技术简介
- 2 无线电能传输系统基本结构
- 3 无线电能传输系统的效率及其主要影响因素
- 4 高效率逆变拓扑设计
- 5 谐振系统设计
- 6 高效率耦合机构设计
- 7 系统参数设计及优化方法
- 8 系统综合控制方法
- 9 最优效率跟踪方法

01. 无线电能传输技术 简介

无线电能传输技术简介

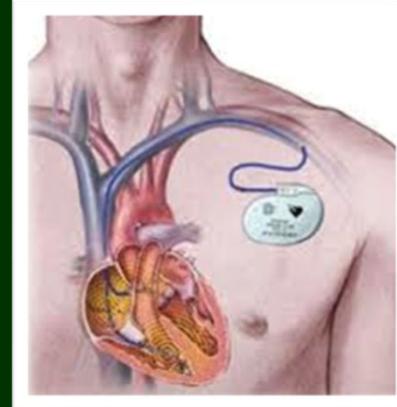
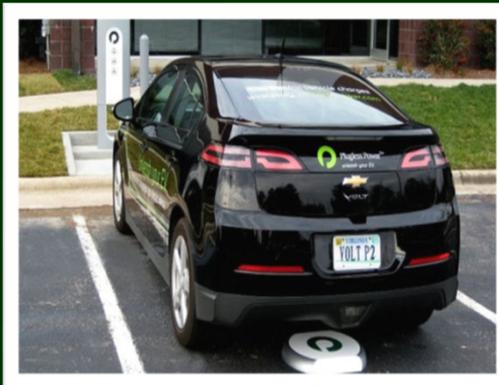
- 无线电能传输技术是一种以非接触方式实现用电设备的电能接入，一改过去直接接触电能传输方式，赋予用电设备以极高的灵活性、安全性与可靠性，是一种电能接入方式的革命性技术。



无线电能传输技术简介



能量WIFI技术



02. 无线电能传输系统 基本结构

无线电能传输系统基本结构

□ 无线电能传输系统基本结构

磁场耦合无线电能传输技术（MC-WPT），集成了磁场耦合技术、现代电力电子技术、高频电能变换技术、控制技术和非线性建模与仿真技术等领域的理论与知识等。该技术应用于电动车领域、家用设备充电及水下设备无线充电等，分为静态无线充电和动态无线供电。系统基本结构主要分别为：**耦合机构、谐振网络、功率变换器、谐振变换器。**

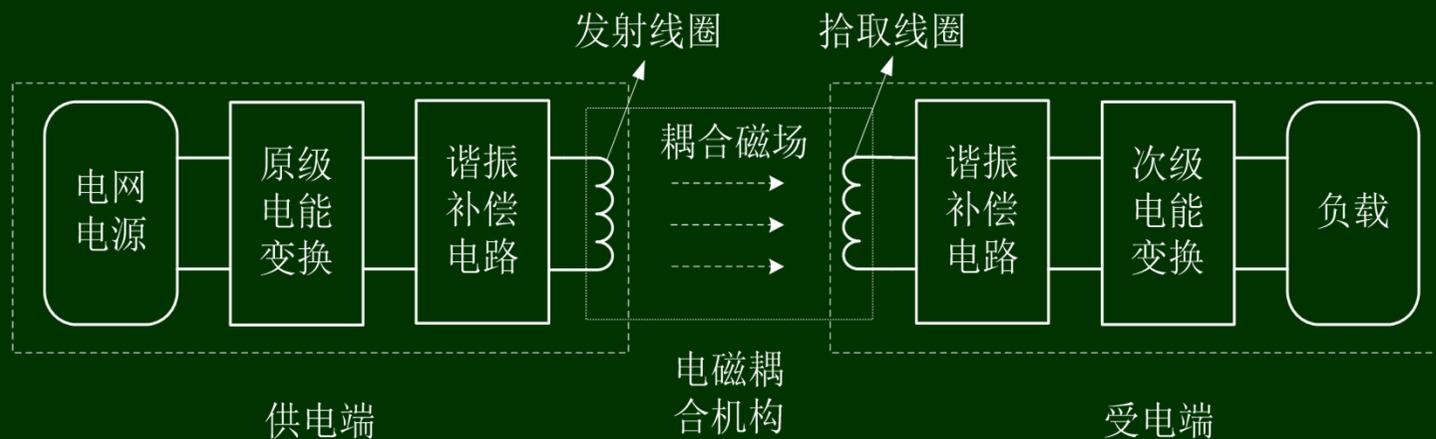


图 感应耦合电能传输原理框图

无线电能传输系统基本结构

□ 功率变换器

- ✓ 目的：产生高频谐振电流、AC/DC、DC/DC等
- ✓ 方式：线性放大器、开关变换器等
- ✓ 特点：线性放大器适用于功率比较小的场合，对效率要求不高。大功率传输对效率要求比较高的IPT系统，需要使用功率变换器（逆变器）产生高频谐振电流。

无线电能传输系统基本结构

能量发射端

高频逆变电路主要常用的结构为全桥拓扑逆变电路，基于串联谐振的电压型高频能量变换电路如图8所示，并输出幅值为 $\pm V_{dc}$ 的高频方波电压。并在由 L_p 及 C_p 构成串联谐振电路中形成具有低谐波含量的正弦电流，同时激发高频正弦交变磁场。

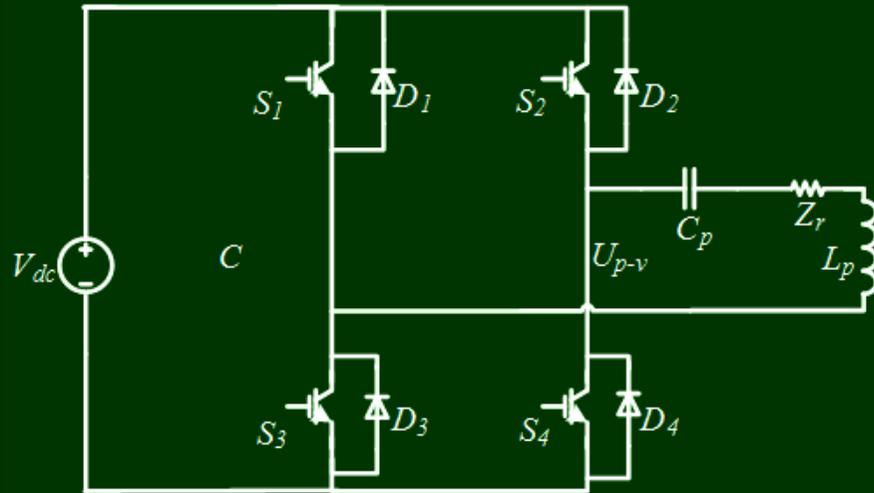


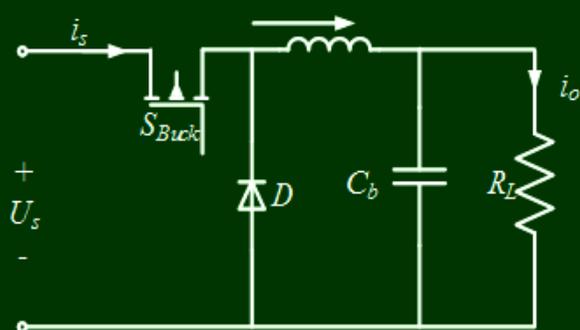
图8 基于串联谐振的拓扑形式

无线电能传输系统基本结构

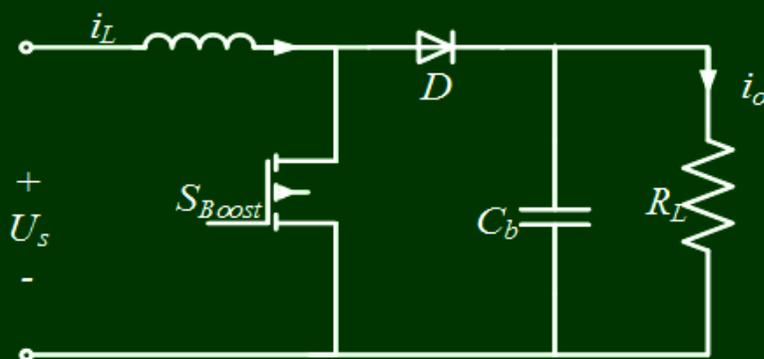
能量接收端

能量接收端功能为：通过发射端与接收端的耦合，在接收端线圈中接收感应电能，并通过能量调理环节将其转化为负载所需的电能形式。

为实现对输出电压的调节和稳定控制，采用Buck变换器或者Boost变换器对输出电压进行控制,其电路图如下图所示。



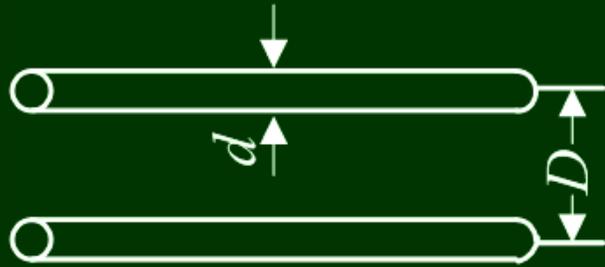
Buck输出调节电路



Boost输出调节电路

无线电能传输系统基本结构

□ 耦合机构



平行线缆

应用于AGVs,轨道交通



部分平行线缆

应用于需要部分空间传输的场合，
不需要的部分绞和在一起



绕制线圈

应用于电动汽车充电等场合，只在
车体空间内需要能量传输

无线电能传输系统基本结构

□ 谐振网络

单纯的线圈并不适用于WPT系统传输，还需要进行调谐电路的设计，调谐电路就是为了补偿线路中的电感，调节电路的阻抗。

调谐目的

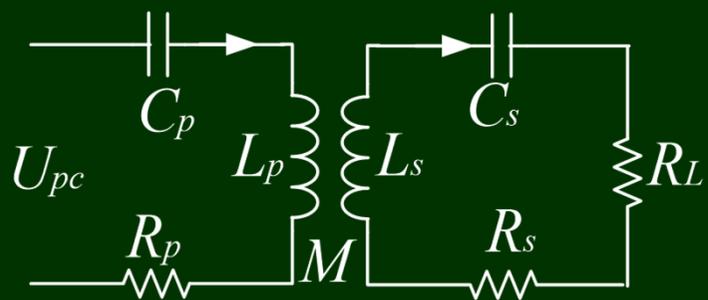
调节线路阻抗特性

构建谐振网络，有利于实现软开关，减少EMI干扰

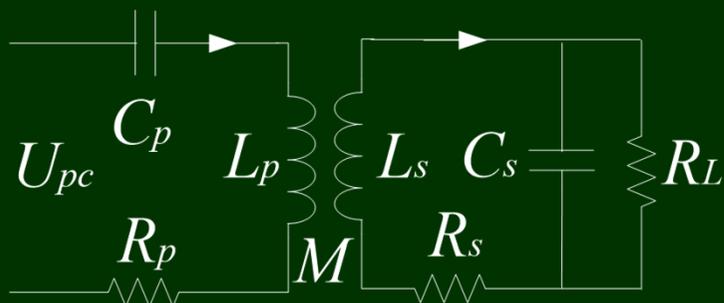
构建谐波抑制电路，改善电路电流电压波形

无线电能传输系统基本结构

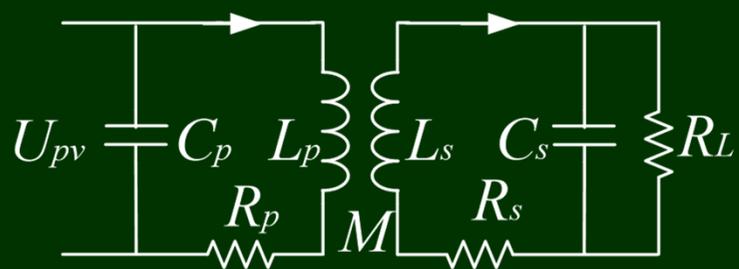
经典拓扑结构



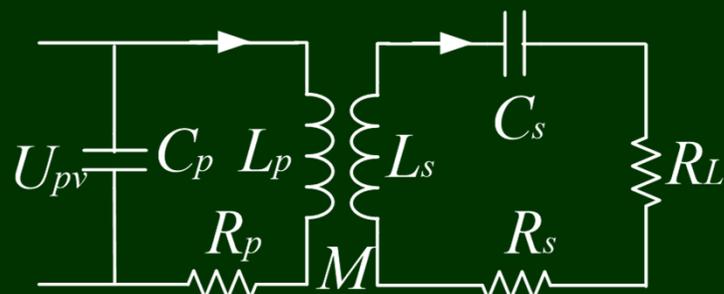
(a) SS谐振拓扑



(b) SP谐振拓扑



(c) PP谐振拓扑



(d) PS谐振拓扑

无线电能传输系统基本结构

□ 谐振变换器

- ✓ 优点：减少开关损耗、高品质电压电流输出WPT的原边线圈常常暴露在空气中，高品质的电压电流，波形含有的EMC干扰比较小。
- ✓ 缺点：增加额外无功器件参与谐振、高尖峰电流和功率等级、工作频率不确定、控制复杂。
- ✓ 分类：负载谐振变换器、准谐振变换器因为WPT系统本身含有线圈，所以实现负载谐振变换器具有易实现、成本低的优点。此外，准谐振变换器只相当于谐振变换器和PWM变换器的一种折合。

03. 无线电能传输系统的 效率及其主要影响因素

无线电能传输系统的效率及其主要影响因素

- 高效功率变换器拓扑
- 谐振系统
- 电磁耦合机构
- 系统参数选择
- 系统控制方案影响
- 负载、环境参数变化影响

04. 高效率逆变拓扑设计

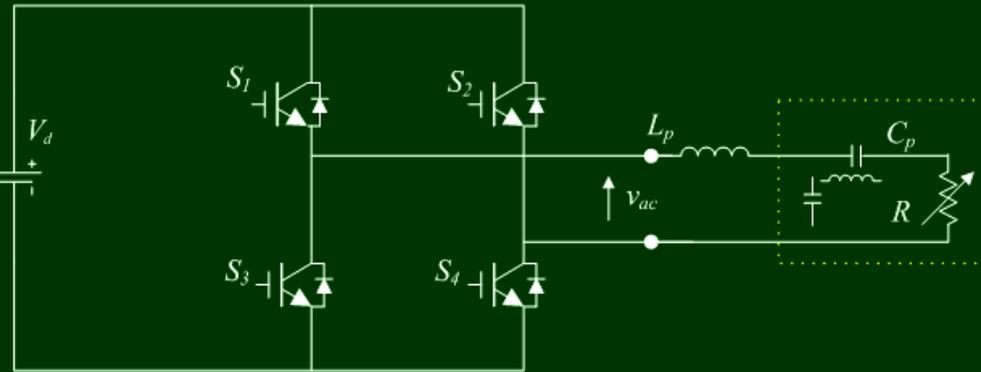
高效率逆变拓扑设计

电压型逆变电路

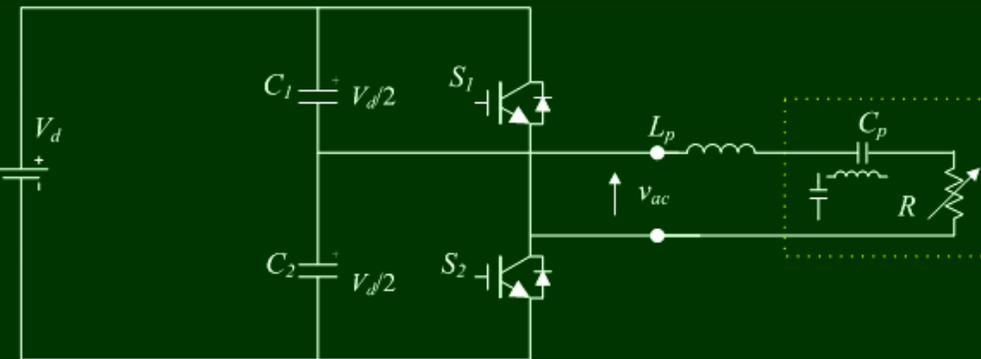
WPT系统的输入源可以是电压源或者电流源，所以就可以分成电压以及电流型WPT系统

电压型

全桥:



半桥:



高效率逆变拓扑设计

电压型逆变器特点：

- 半桥逆变器的使用开关数仅为全桥型的一半，但是相应的输出电压也为全桥型的一半。
- 电压型逆变器通常需要考虑上下开关之间的死区时间，死区时间由开关器件的开通和关断延时决定。

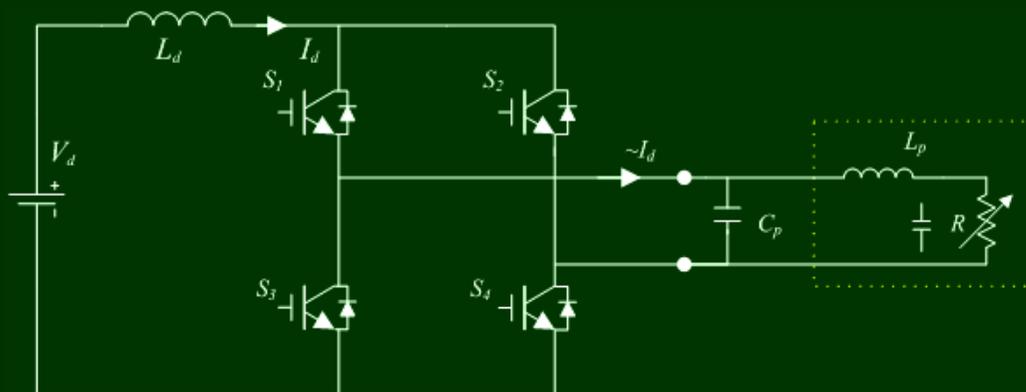
高效率逆变拓扑设计

□ 电流型逆变电路

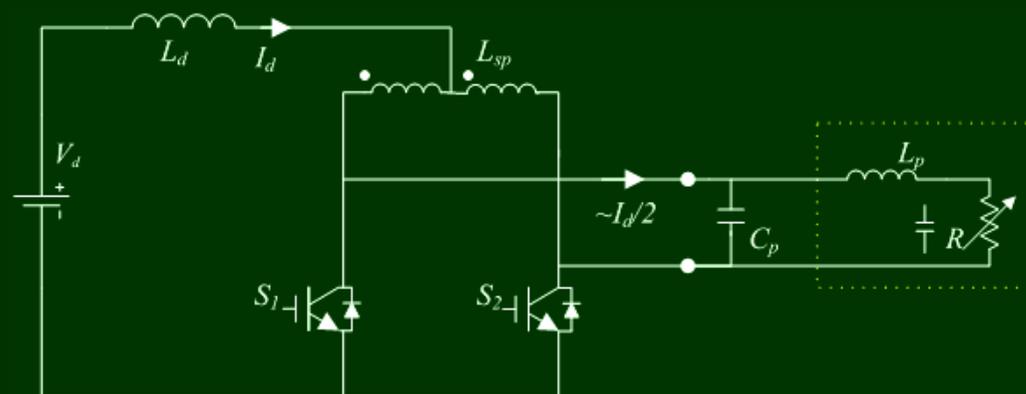
电流源通常都是由电压源串联大电感的结构

电流型

全桥：



推拉：



高效率逆变拓扑设计

电流型逆变器特点说明：

- 推拉型逆变器中使用了相分电感，提高了谐振电压等级，减小了谐振电流。
- 电流型逆变器需要注意的是避免断路。通常开关器件的开通速度比关断速度快，所以实际电路中基本上不需要驱动间的重叠

高效率逆变拓扑设计

□ 自激型逆变电路

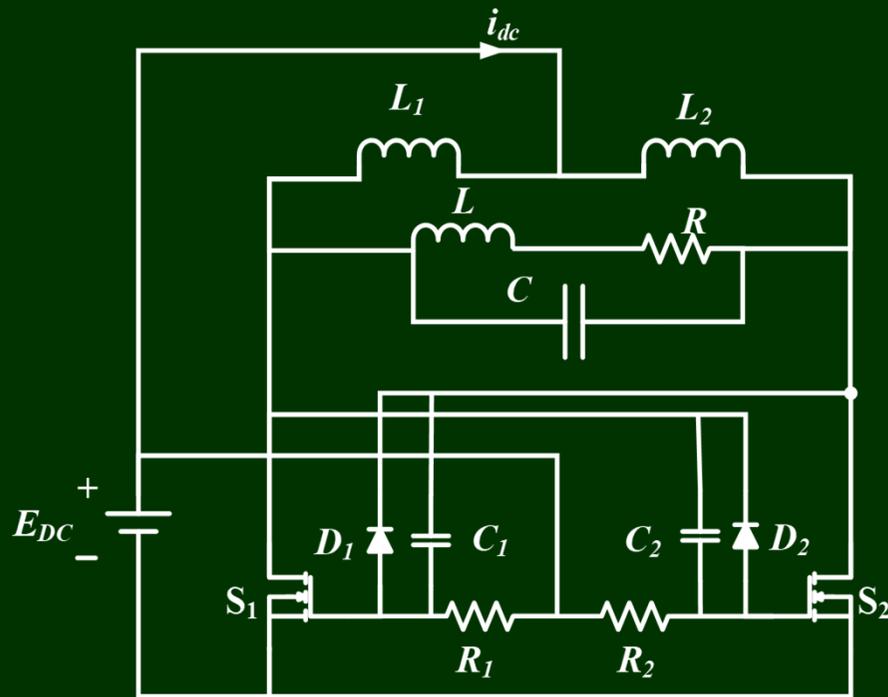


图 自激型逆变电路

自激型逆变器特点说明：

- 自激型逆变器不需要开关器件的辅助电源，降低了电路复杂度。
- 自激型逆变器可以通过在开关器件的栅源极两端并联反向二极管和电容，从而实现电路自行的ZVS切换。

高效率逆变拓扑设计

□ 逆变器与谐振电路连接

- ❖ 电压型逆变器**不能**与电压型器件（如电容）直接并联
- ❖ 电压型逆变器**至少**与一个电感串联连接
- ❖ 电流型逆变器**不能**与电流型器件（如电感）直接串联
- ❖ 电流型逆变器**至少**与一个电容并联连接

高效率逆变拓扑设计

适合于WPT系统的开关器件选型：

- WPT系统工作在10-100kHz；电流驱动型开关器件不适用于WPT；MCTs由于技术限制，器件没有得到广泛的使用。所以现阶段适用于IPT系统的开关器件MOSFET和IGBT
- MOSFET开关速度快，功率等级较小，电压等级不超过800V；导通电阻随着功率等级增大而增大
- IGBT开关速度较快，功率等级大
- 现阶段看，SiC开关器件由于其开关速度快、功率等级大、以及导通损耗小，是以后WPT开关器件的发展趋势。

高效率逆变拓扑设计

□ 逆变器的ZVS运行

通常开关有一定的限制以维护系统安全运行的过程。至少有一个开关必须维持DC电流，防止大电压过大的发生。对于没有串联阻断二极管的转换器，**开关器件必须在零电压进行切换。**

频率对谐振电压相移是非常敏感的，这种相位控制方法可能会对开关管和串联阻断二极管有非常苛刻的开关条件。

实现ZVS有两种方法：

- 1.配合固定的开关频率动态调整电路；
- 2.遵循谐振电压过零点的开关频率变化。

高效率逆变拓扑设计

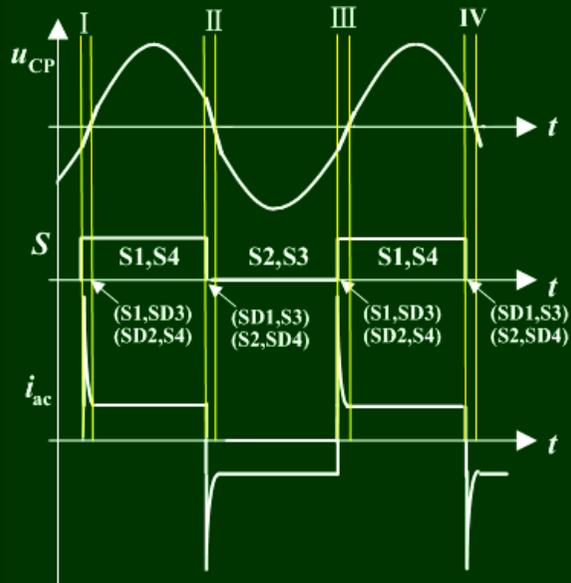
下表总结了谐振频率的一些重要特性。

频率	激励	$Q=2$ 时 f/f_0 的比值	Q 的范围
固有频率	独立源	0.968	>0.5
最大电容电压频率	正弦交流电流源	0.975	>0.644
最大电感电流频率	正弦交流电流源	0.935	>0.707
零相位共振频率	正弦交流电流或电压源	0.866	>1
ZVS开关频率	方波交流电流源	0.792	>1.86

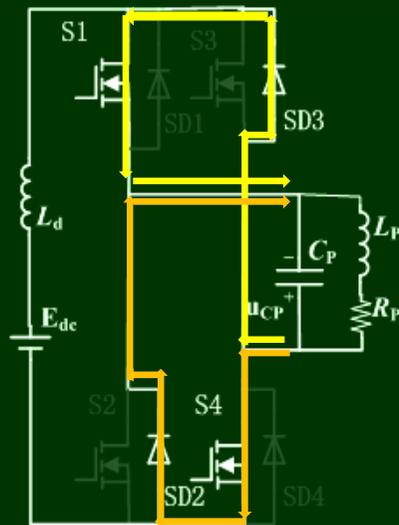
高效率逆变拓扑设计

□ 环流分析与频率跟踪

工作频率大于谐振频率

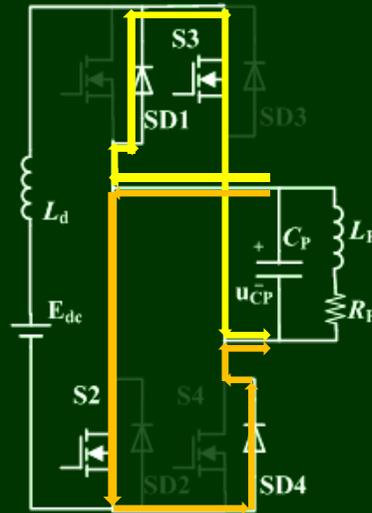


Region I, III



S1, SD3
SD2, S4

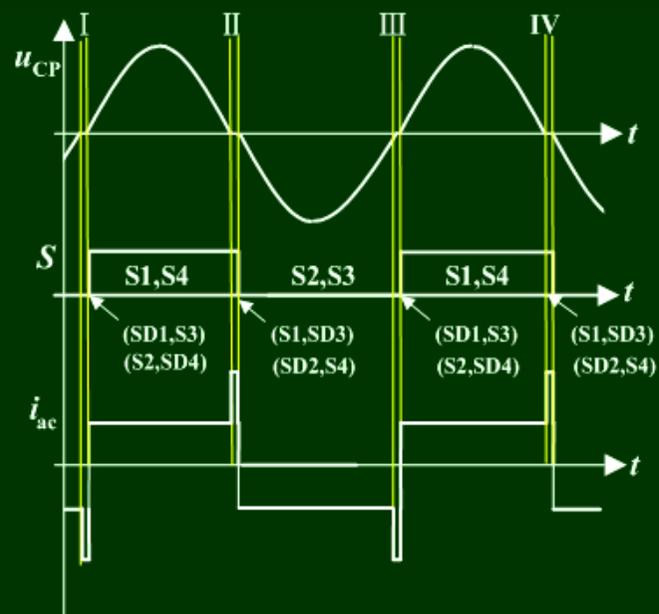
Region II, IV



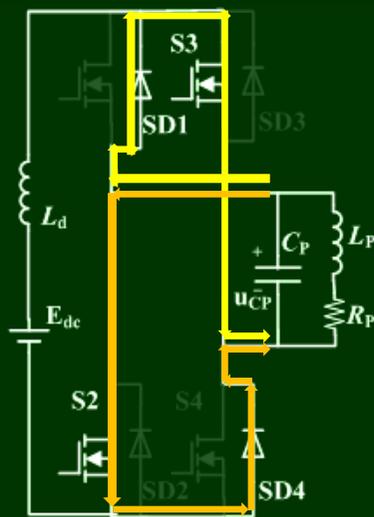
SD1, S3
S2, SD4

高效率逆变拓扑设计

工作频率小于谐振频率

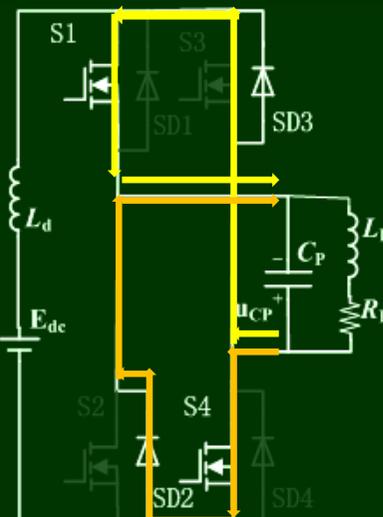


Region I, III



SD1, S3
S2, SD4

Region II, IV

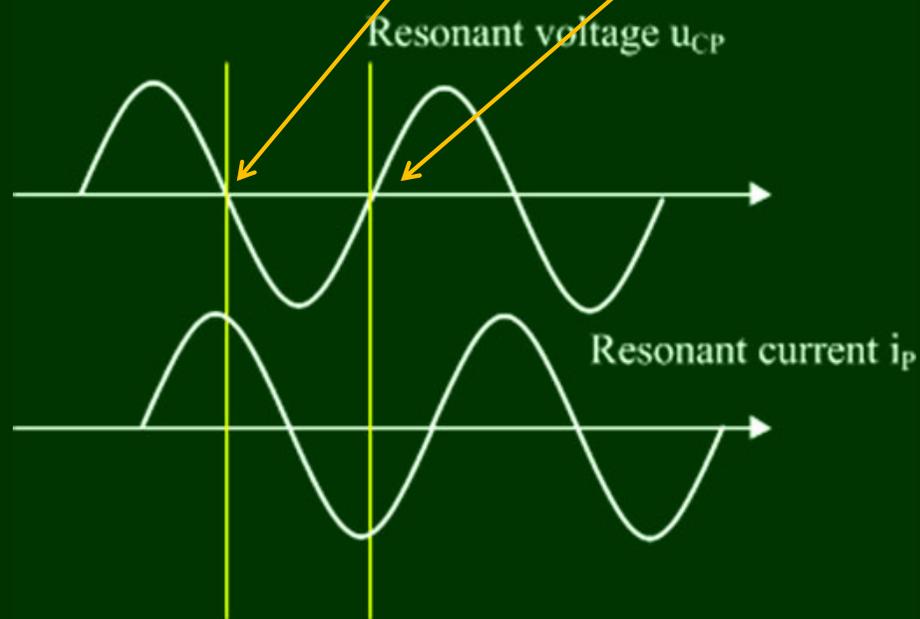


S1, SD3
SD2, S4

高效率逆变拓扑设计

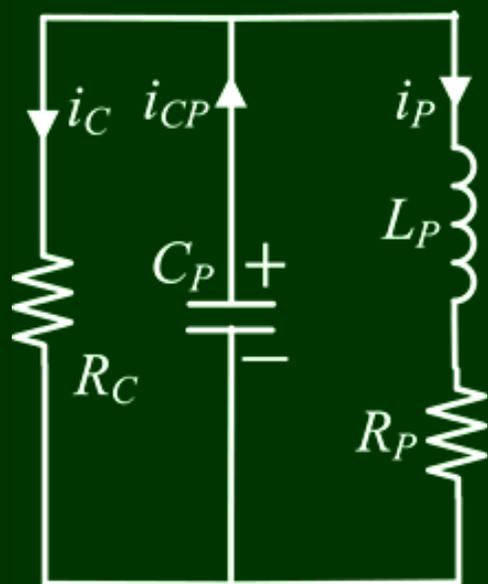
工作频率大于谐振频率 \longrightarrow u_{CP} 过零点为正

工作频率小于谐振频率 \longrightarrow u_{CP} 过零点为负



高效率逆变拓扑设计

环流等效电路(开关频率高于固有谐振频率)



微分方程

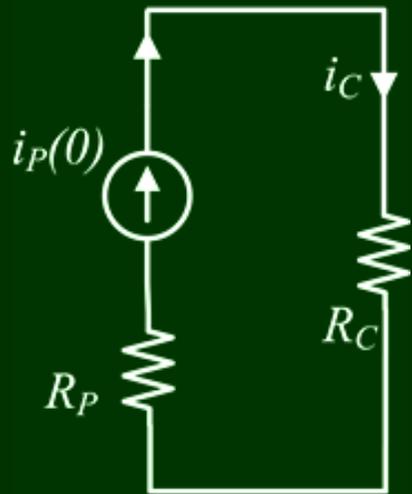
$$\begin{cases} \frac{du_{CP}}{dt} = \frac{1}{C_P R_C} (u_{CP} + R_C i_P) \\ \frac{di_P}{dt} = \frac{1}{L_P} (u_{CP} - R_P i_P) \end{cases}$$

环流方程

$$i_C(t) = \frac{e^{-\frac{(R_C + R_P)t}{C_P R_C R_P}} (R_C + R_P) V_{C0}}{R_C (R_C + R_P)}$$

高效率逆变拓扑设计

环流等效电路(开关频率低于固有谐振频率)



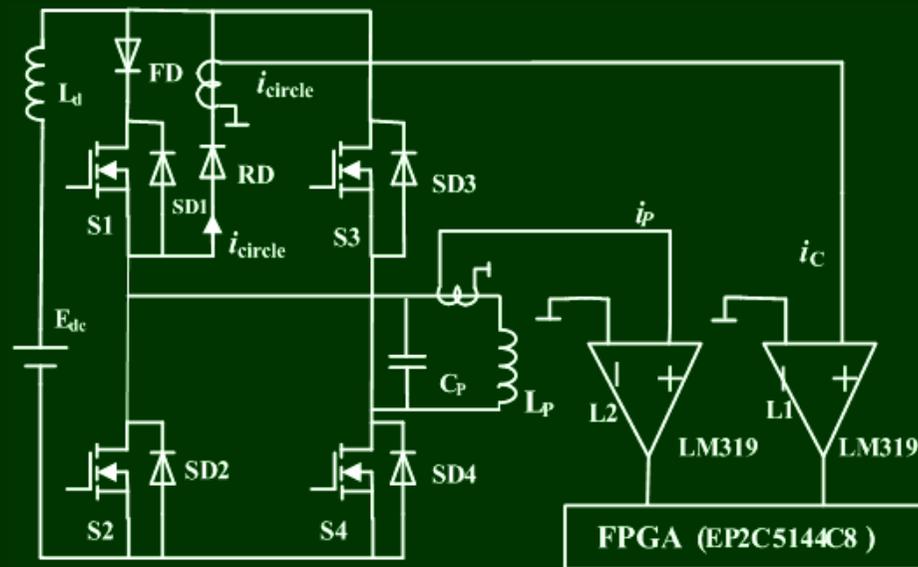
环流方程

$$i_C(t) = i_P(0)$$

高效率逆变拓扑设计

环流检测电路

- 检测短路持续时间
- 检测频率漂移方向



高效率逆变拓扑设计

环流控制方法

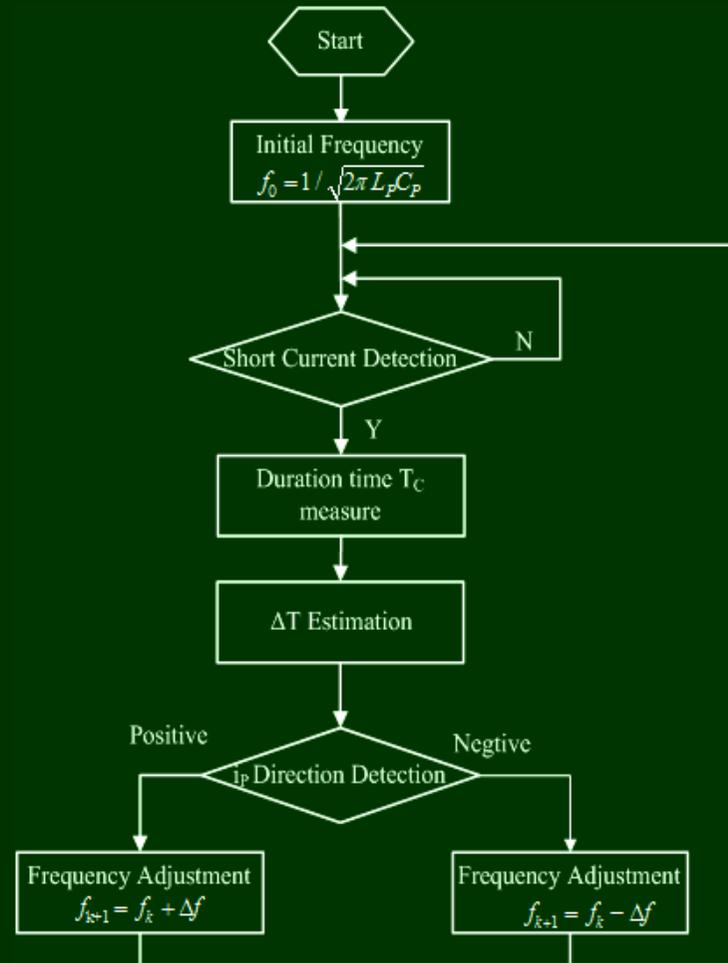
工作频率大于谐振频率

$$\Delta T = \frac{\arcsin(u_{C0} / u_{peak})}{2\pi f_C}$$

$$u_{C0} = R_C e^{-\frac{(R_C + R_P)T_C}{C_P R_C R_P}}$$

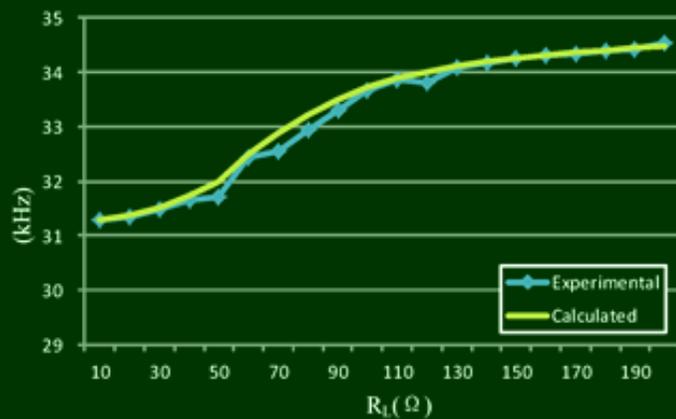
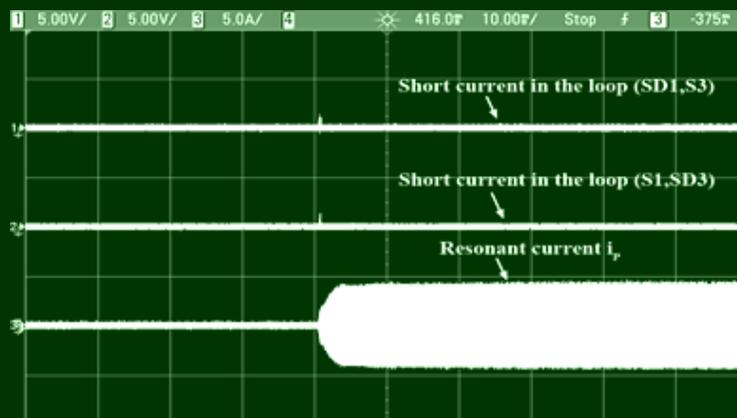
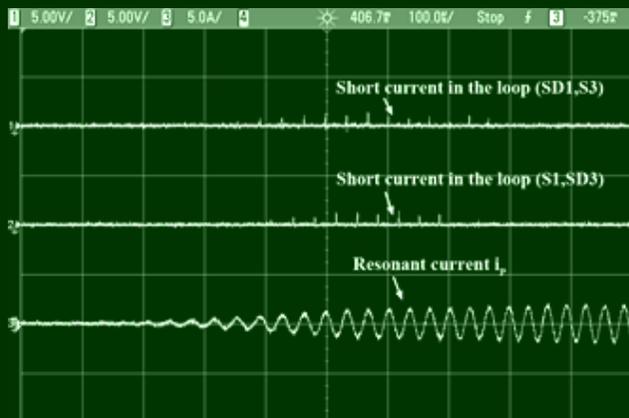
工作频率小于谐振频率

$$\Delta T = 2T_C$$



高效率逆变拓扑设计

环流控制方法

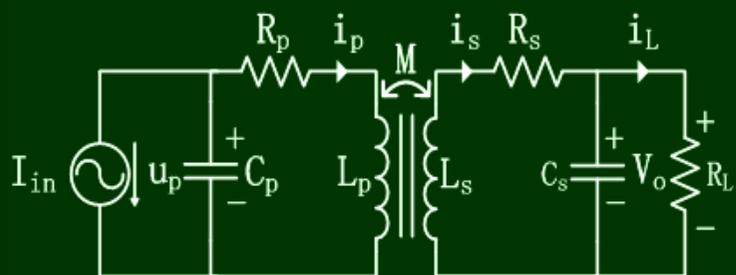


频率跟踪实验

05. 谐振系统设计

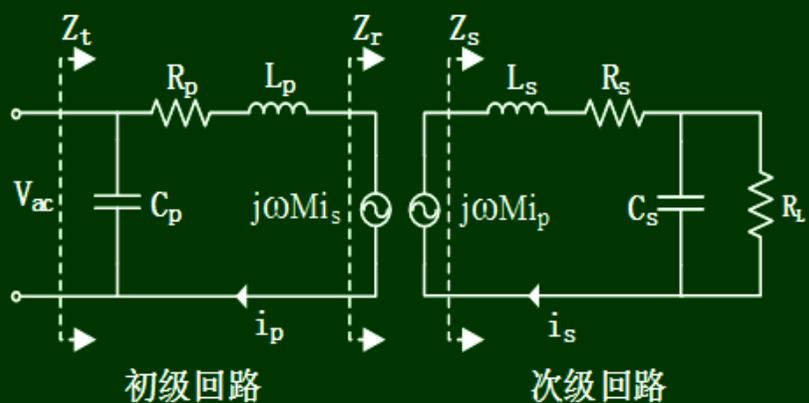
谐振系统设计

□ 系统建模



交流阻抗模型

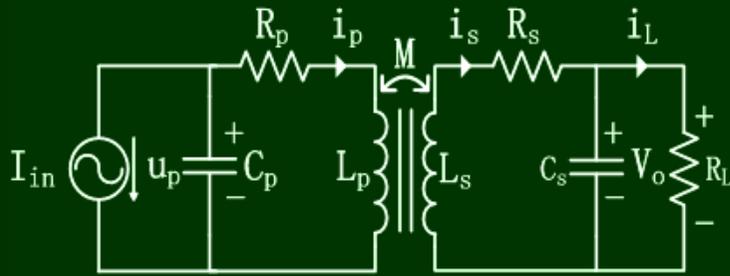
以PP型拓扑（原副边并联谐振电容）为例，其次级的输入阻抗 Z_s



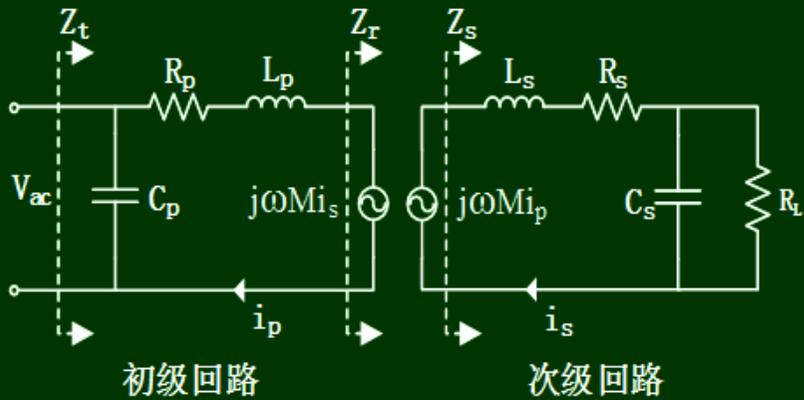
$$Z_s = \frac{j\omega M i_p}{i_s}$$

$$= j\omega L_s + R_s + \frac{1}{j\omega C_s + 1/R_L}$$

谐振系统设计



交流阻抗模型



次级到初级的反射阻抗 Z_r

$$Z_r = \frac{j\omega M i_s}{i_p} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}$$

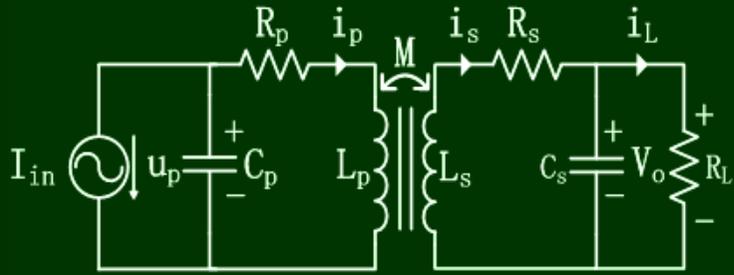
初级谐振电流 i_p

$$i_p = \frac{V_{ac}}{Z_C // Z_P} = \frac{V_{ac}}{\frac{1}{\frac{1}{Z_C} + \frac{1}{Z_P}}}$$

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C_P}$$

$$Z_P = R_P + j\omega L_P + Z_r$$

谐振系统设计



交流阻抗模型

副边等效电压源电压

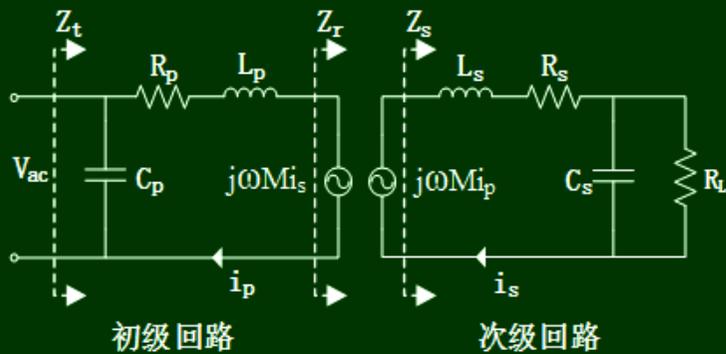
$$V_{OC} = j\omega M I_P$$

输出电压 V_O

$$V_O = \frac{Z_{CS} // R_L}{R_s + j\omega L_s + Z_{CS} // R_L} V_{OC}$$

配谐条件：系统等效阻抗的虚部为零

$$\text{Im } Z_{r0} = 0$$



谐振系统设计

四种拓扑WPT系统参数对比

参数	PS型WPT	PP型WPT	SS型WPT	SP型WPT
反射阻抗 Z_{rs}	$\frac{\omega^2 M^2}{R_o}$	$\frac{M^2 R_o}{L_s^2} - j \frac{\omega M^2}{L_s}$	$\frac{\omega^2 M^2}{R_o}$	$\frac{M^2 R_o}{L_s^2} - j \frac{\omega M^2}{L_s}$
原边谐振 电流 I_p	$\frac{U}{\sqrt{(\omega L_p)^2 + (Z_{rs})^2}}$	$\frac{U}{\sqrt{(\frac{M^2 R_o}{L_s^2})^2 + (\omega(L_s - \frac{M^2}{L_s}))^2}}$	$\frac{U R_o}{\omega^2 M^2}$	$\frac{U L_s^2}{M^2 R_o}$
副边谐振 电流 I_s	$\frac{\omega M I_p}{R_o}$	$\frac{\omega M I_p}{Z_s}$	$\frac{\omega M I_p''}{R_o}$	$\frac{\omega M I_p'}{Z_s}$
输出功率 P_o	$\frac{(\omega M I_p)^2}{R_o}$	$\frac{R_o (M I_p)^2}{L_s^2}$	$\frac{(\omega M I_p'')^2}{R_o}$	$\frac{R_o (M I_p')^2}{L_s^2}$
效率 η	$\frac{\omega^2 M^2}{\omega^2 M^2 + R_o R_p}$	$\frac{R_o M}{R_p L_s^2 + R_o M + \frac{\omega^2 M^2 L_s^2 R_s}{Z_s^2}}$	$\frac{\omega^2 M^2}{\omega^2 M^2 + R_o R_p}$	$\frac{R_o M}{R_p L_s^2 + R_o M + \frac{\omega^2 M^2 L_s^2 R_s}{Z_s^2}}$

谐振系统设计

四种配谐表达式

拓扑	谐振电容表达式
SS	$1/\omega^2 L_p$
SP	$1/\omega^2(L_p - M^2 L_s)$
PP	$\frac{L_p - M^2 L_s}{\left(\frac{M^2 R}{L_s^2}\right)^2 + \omega^2(L_p - M^2 L_s)^2}$
PS	$\frac{L_p}{\left(\frac{M^2 R}{L_s^2}\right)^2 + \omega^2 L_p^2}$

四种配谐的品质因素

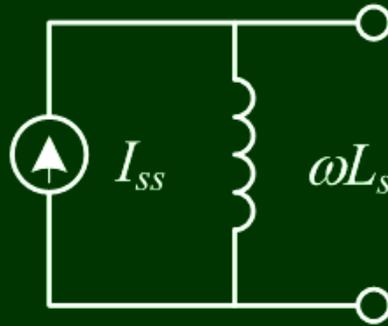
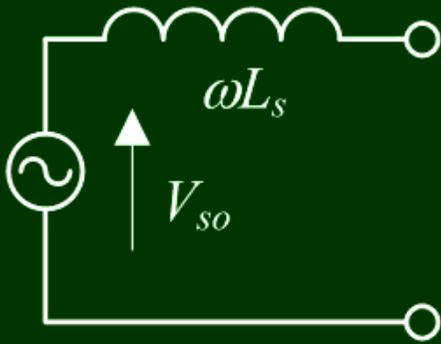
	原边	副边
串联补偿	$Q_p = \frac{L_p R}{\omega M^2}$	$Q_s = \frac{\omega L_s}{R}$
并联补偿	$Q_p = \frac{\omega L_p L_s^2}{R M^2}$	$Q_s = \frac{R}{\omega L_s}$

谐振系统设计

□ 副边不调谐最大输出功率

由于原副边间的互感耦合，副边感应出的是交流电压，该电压和拾取线圈串联。

该电路的戴维南和诺顿等效形式如下



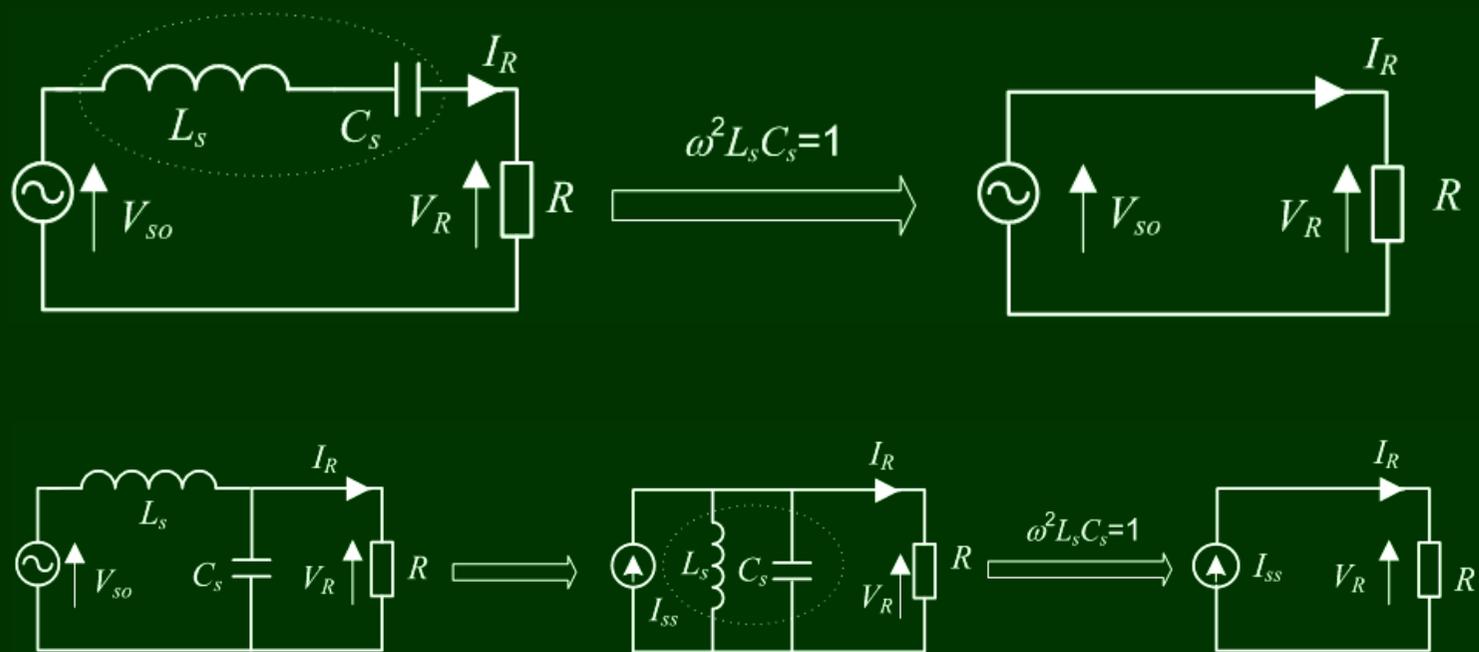
当副边输出电阻R与 ωL_s 相等的时候，输出最大功率为

$$P_m = \frac{1}{2} V_{s0} I_{ss}$$

谐振系统设计

□ 副边调谐等效电路

为了提高WPT系统的输出功率，副边需要进行调谐设计，常用的调谐电路有：串联调谐和并联调谐



谐振系统设计

不调谐、串联调谐、并联调谐最大输出功率比较

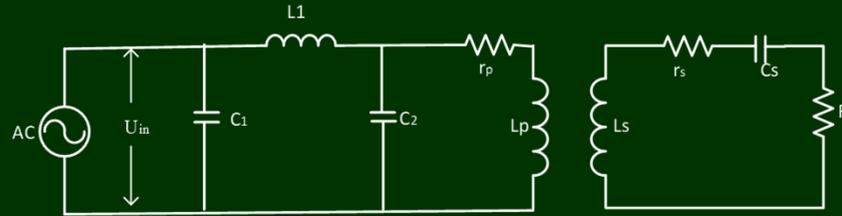
最大输出	无调谐 (最大输出功率条件下)	串联调谐 (完全谐振)	并联调谐 (完全谐振)
输出电压 V_R	$V_{s0} / \sqrt{2}$	V_{s0}	$Q_s V_{s0}$
输出电流 I_R	$I_{ss} / \sqrt{2}$	$Q_s I_{ss}$	I_{ss}
输出功率 P_m	$V_{s0} I_{ss} / 2$	$Q_s V_{s0} I_{ss}$	$Q_s V_{s0} I_{ss}$

由上表可以看出副边调谐时的输出功率是不调谐的 $2Q_s$ 倍。调谐电路的输出功率理论上不受限制，但是在 Q_s 比较大（串联调谐负载 R 比较小或者并联谐振负载 R 比较大）的时候，系统比较敏感，很难做到完全调谐，所以通常 Q_s 限制在10以内。

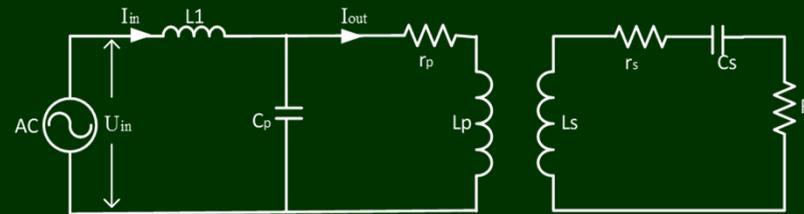
谐振系统设计

复合谐振拓扑

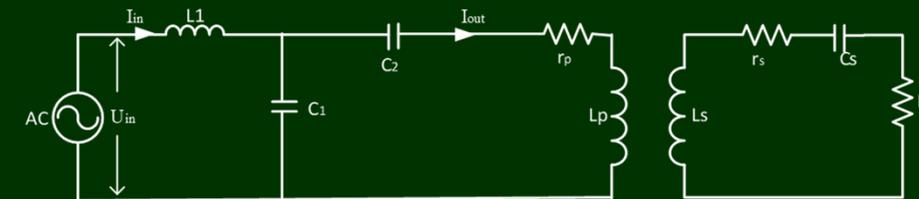
1. π 型补偿拓扑



2. LCL 型补偿拓扑



3. LCC 型补偿拓扑



谐振系统设计

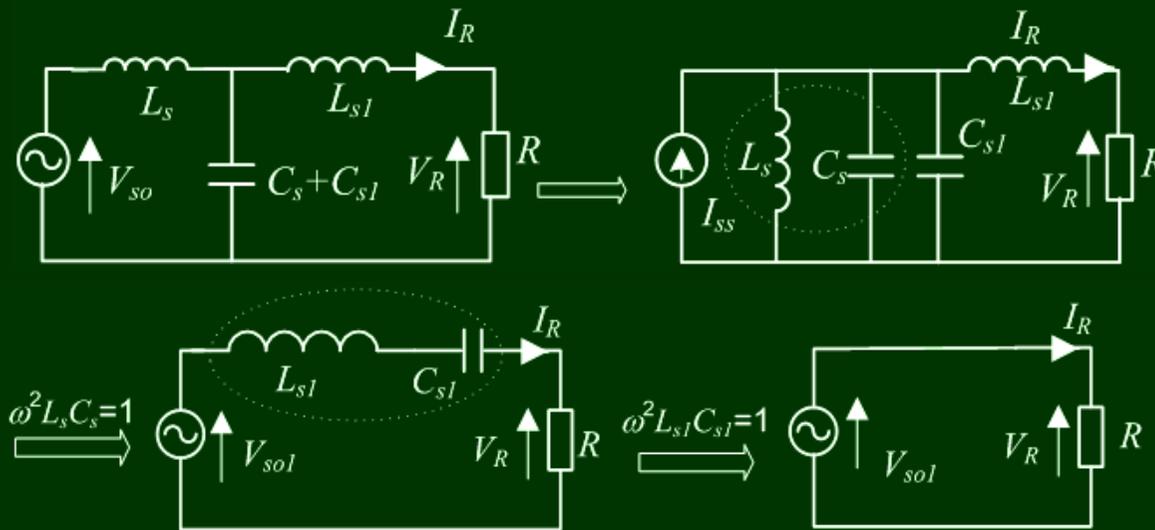
复合补偿拓扑特性比较

	π 型	LCL型	LCC型
稳频特性	良好	一般	一般
滤波特性	良好	一般	一般
恒流恒压特性	否	发射线圈恒流、 输出恒压	发射线圈恒流
原副边能否解耦	否	能	能
应用场合	多负载、对频率敏感的系统	多负载、原副边相对运动的系统	多负载、原副边相对运动的系统
优缺点	能抑制频率漂移，提高功率传输；参数设计可操作性低	恒流恒压特性好；但是参数设计可操作性低	恒流特性好，参数设计灵活；但是系统对参数较敏感

谐振系统设计

□ LCL复合谐振网络

除了上述串联和并联调谐电路外，常用的还有复合调谐电路如LCL、LCC，如下图所示



❖ 电压源首先被转化成电流源，然后又被转化成电压源。不同于串联谐振，最终的输出电压可以通过以后关系进行调节

$$V_{sol} = \frac{L_{s1}}{L_s} V_{so} = \frac{C_s}{C_{s1}} V_{so}$$

谐振系统设计

□ LCC复合谐振网络

在电动汽车无线充电的应用中，LCC型复合谐振是一种常用的拓扑，如下图所示

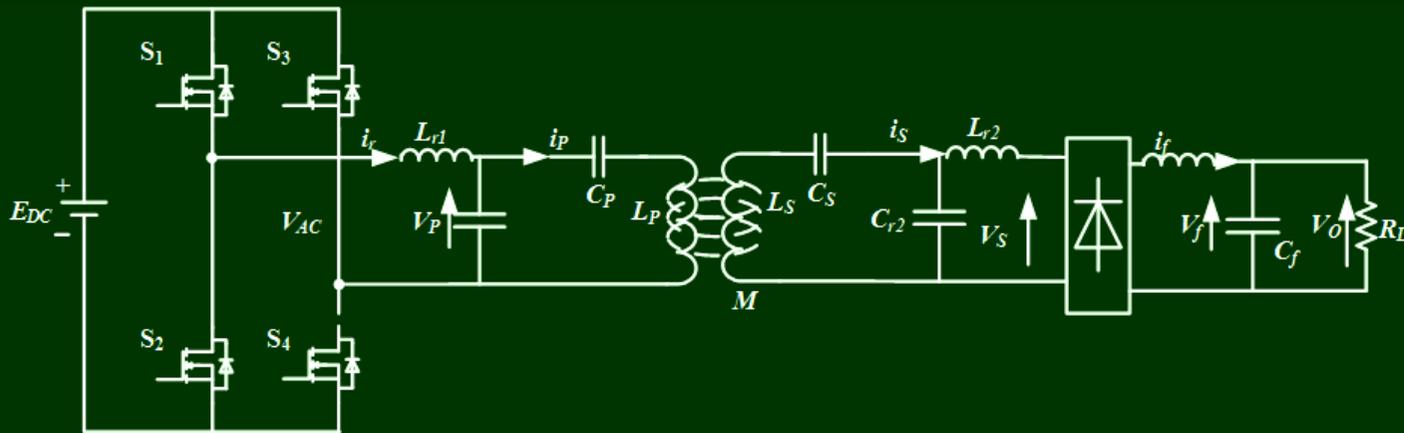
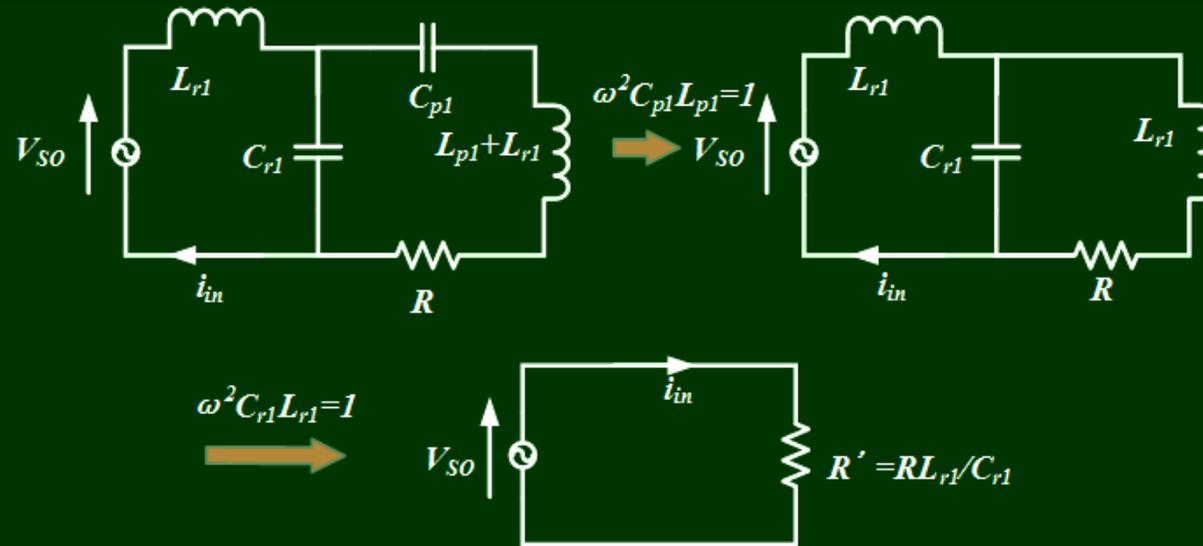


图 双边LCCWPT系统结构

谐振系统设计

LCC等效电路变换如下



❖ 配谐方法

$$\omega^2 C_{p1} L_{p1} = 1$$

$$\omega^2 C_{r1} L_{r1} = 1$$

谐振系统设计

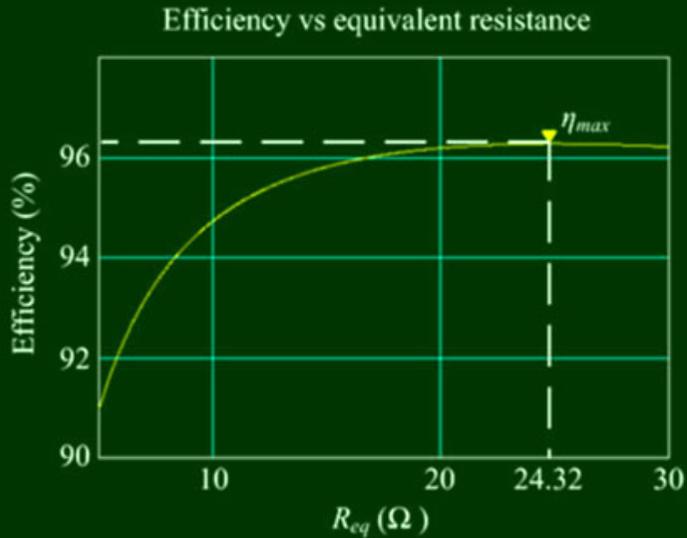


图 LCC系统效率和等效电阻变化曲线

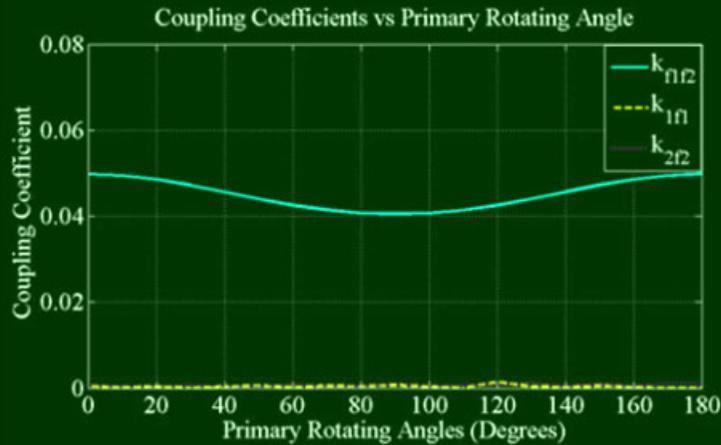


图 LCC系统耦合系数随线圈旋转角度变化曲线

- ❖ LCC特点：发射线圈上增加一个串联补偿电容用来补偿发射线圈的部分感值，将其等效后可视为一个LCL复合谐振，相较于LCL谐振其功率容量更大，同时可提升发射线圈上的谐振电流。

06. 高效率耦合机构设计

高效耦合机构设计

□ 电磁耦合机构结构特性分析

当前关于电磁耦合机构结构分析的文献中，通常使用如图所示的三种平面线圈形状（分别为矩形、多边形、圆形）以及图组合型的线圈形状，其中组合型线圈由两个矩形线圈串联组成。

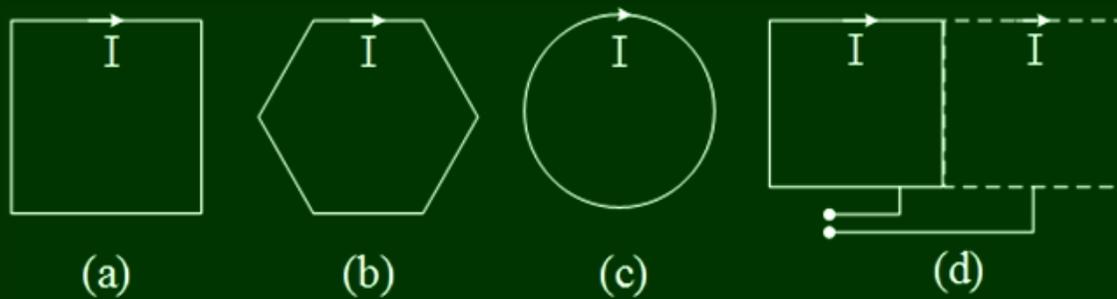


图 四种形式的线圈

令一个振荡周期内线圈的激励电流的有效值为 I_f ，互感值 M 为

$$M = \frac{\Phi}{I_f} = \frac{\iint B dS}{I_f}$$

高效耦合机构设计

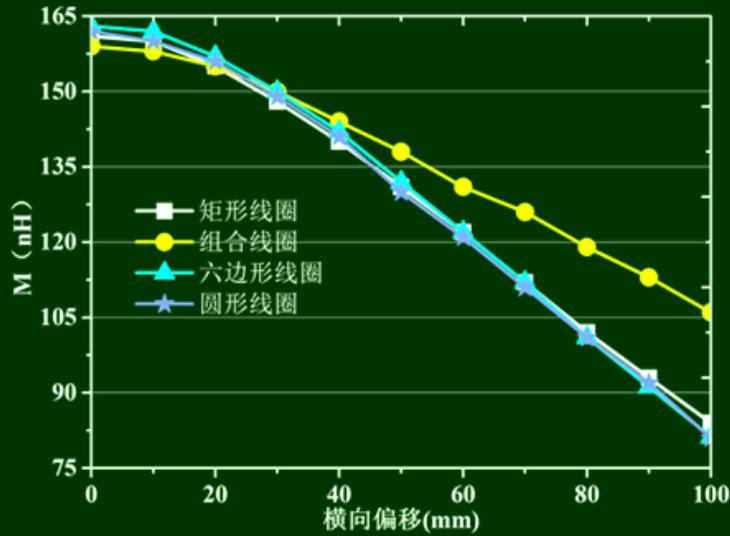


图 M 随横向偏移变化曲线

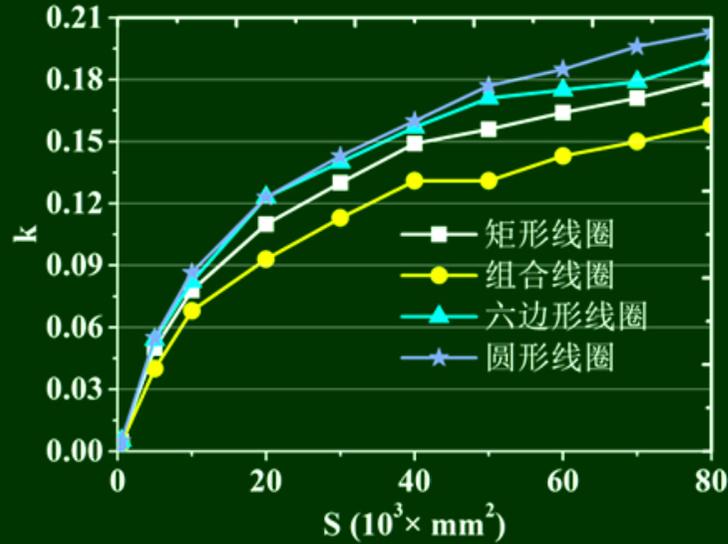


图 k 随面积变化曲线

可以得出以下三个结论：

- ① 面积确定时，不同形状的单线圈提供相近大小的可充电区域。
- ② 合理地利用组合线圈，可以增大拾取端的可充电区域。

高效耦合机构设计

在实际应用中，电磁耦合机构设计时一般会限定电磁耦合机构的尺寸，因此确定线圈绕线形状之后，需考虑线圈匝数。线圈匝数是决定其感值的主要因素，因此M值与线圈匝数具有相关性。

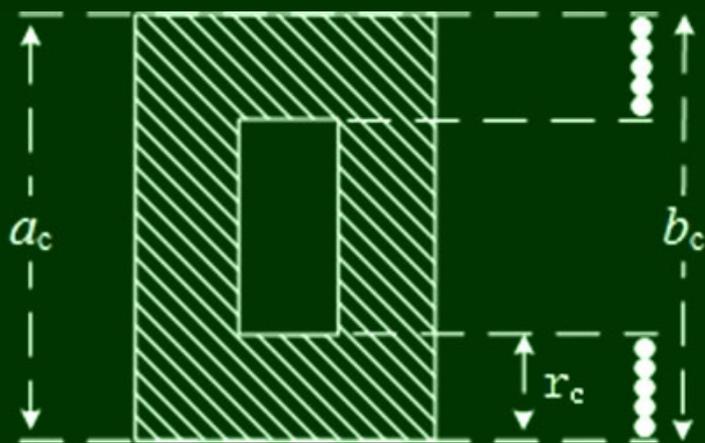


图 圆盘线圈示意图

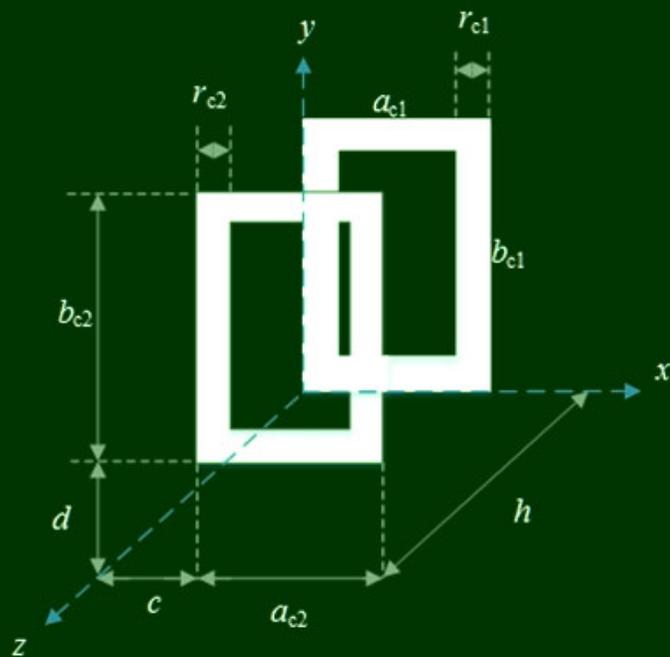
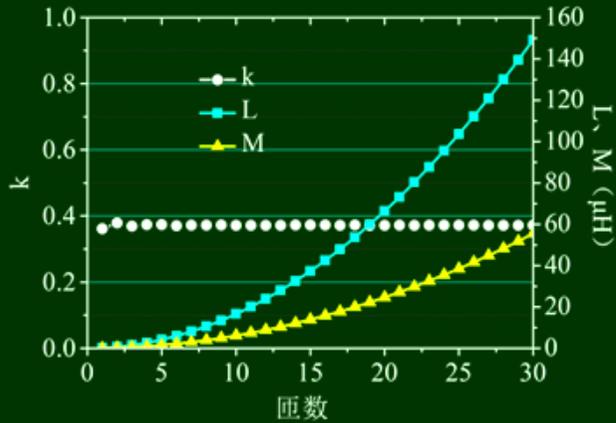


图 矩形线圈电磁耦合机构等效模型

高效耦合机构设计



由左图可知，随着匝数的增多，L、M的值呈增大的趋势，而k值基本保持不变。

图 匝数与k、L、M的关系曲线

若激励方式为 V_p 恒定，则 P_{out} 随着匝数的增大而降低，主要原因为M值越小，反射阻抗越小，使得原边电流越大，最终导致输出功率增大。

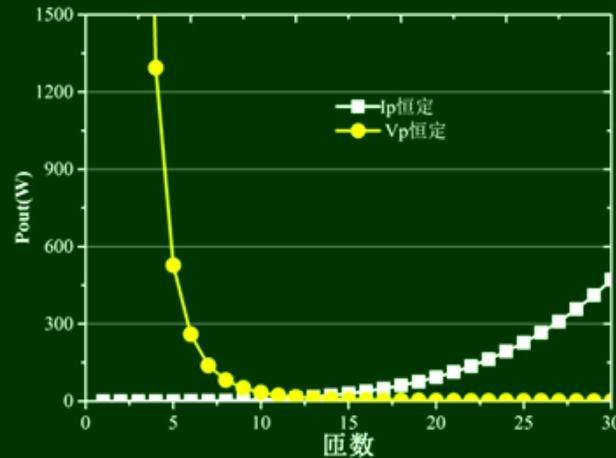


图 P_{out} 与匝数关系曲线

高效耦合机构设计

□ 高效组合型电磁耦合机构设计及特性研究

对于单线圈电磁耦合机构，组合型线圈为电磁耦合机构提供更大的错位容忍度，DLDD(Double Layer Double D)组合型线圈结构，该线圈由四个D型的矩形螺旋线圈构成，其绕线方式如图所示

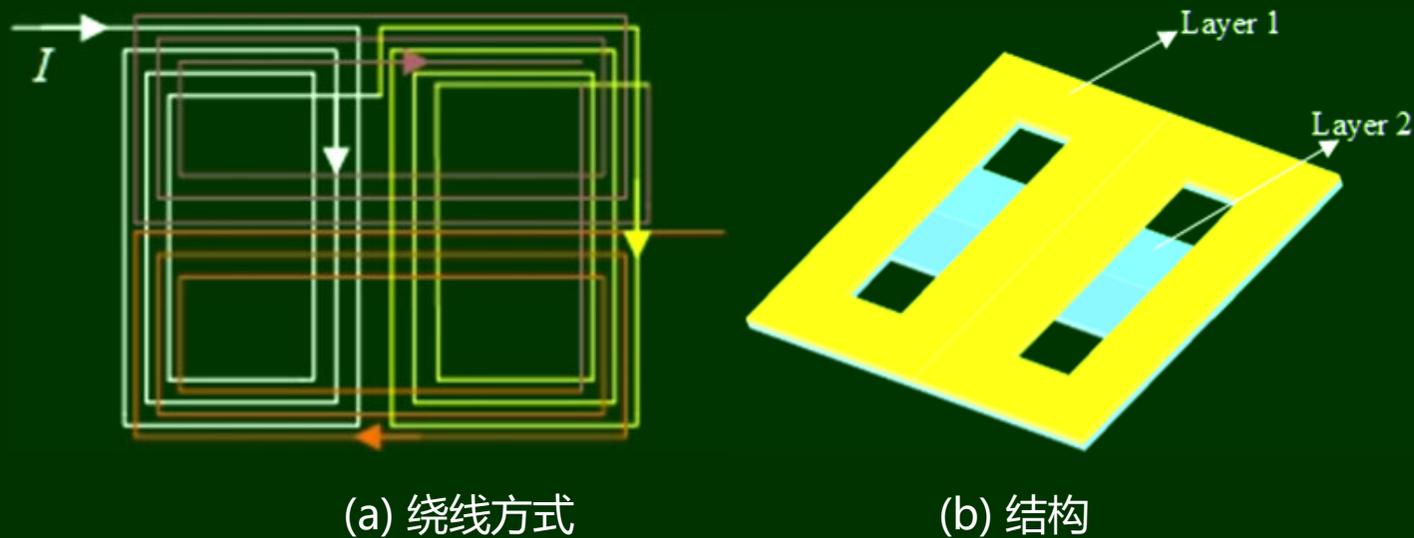


图3.8 DLDD线圈绕线及结构示意图

高效耦合机构设计

通过电磁场仿真软件对线圈产生的磁场进行数值、特性分析。

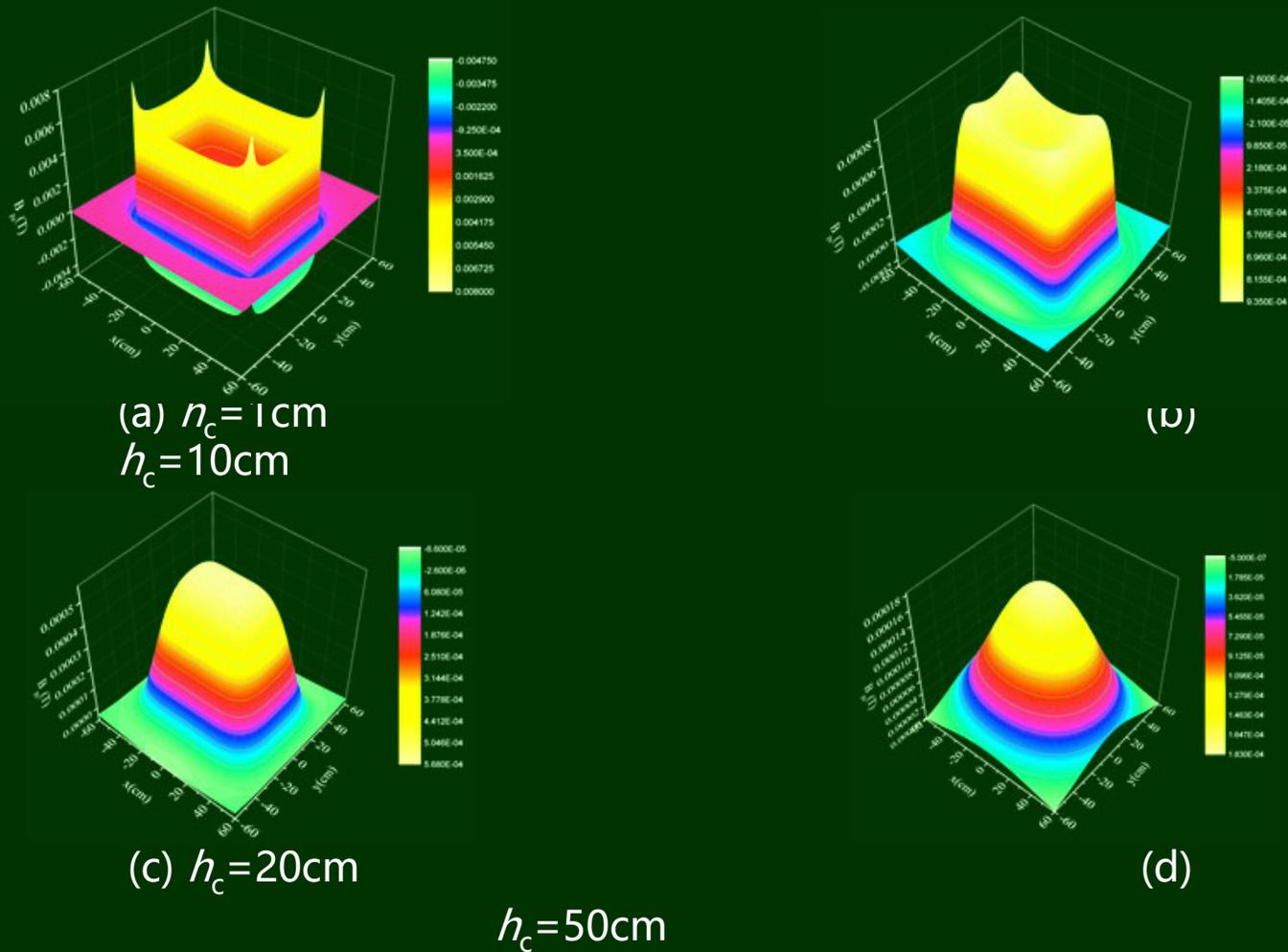
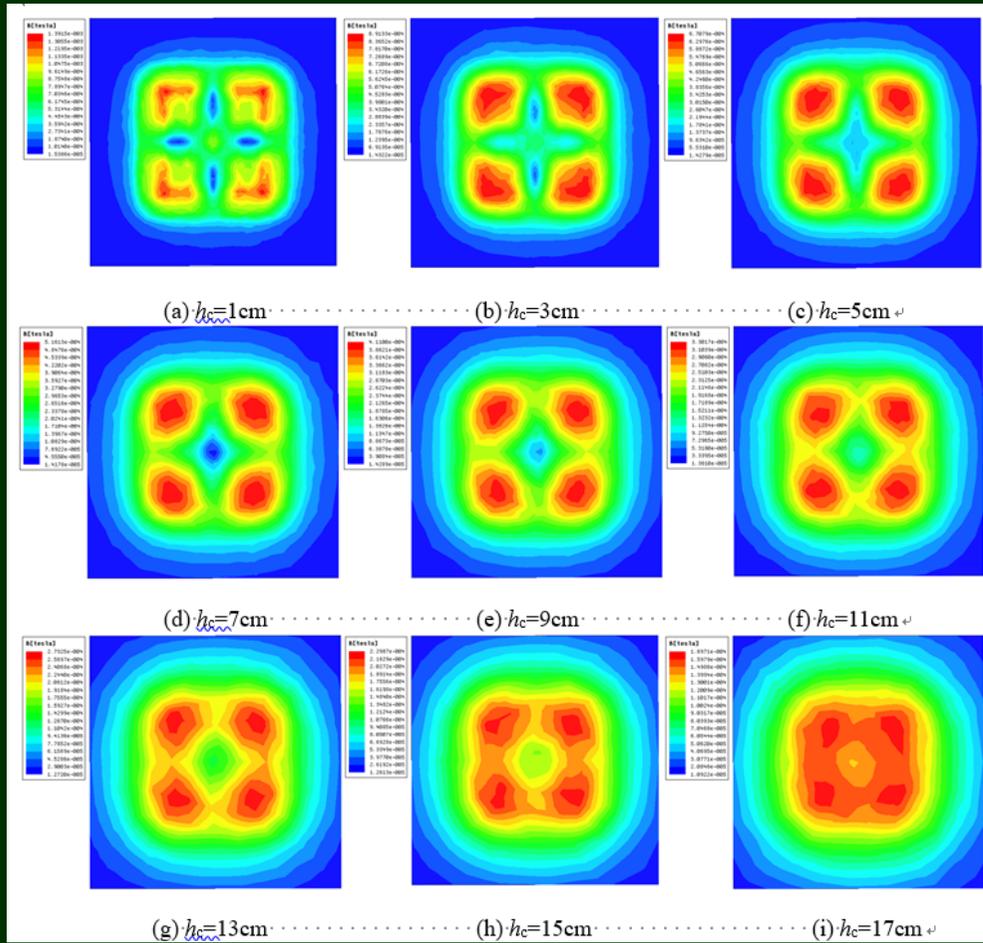


图 矩形线圈上方磁感应强度z轴分量分布

高效耦合机构设计



随着传输距离的增加，其磁感应强度最大值迅速下降，不同传输距离的磁感应强度如左图所示。

图 DLDD线圈不同传输距离下的磁感应强度分布

高效耦合机构设计

在传能路径方向区域由于缺少磁芯，漏磁增加，可通过增加电磁场屏蔽措施解决。对于DLDD电磁耦合机构，配置磁芯如图所示。

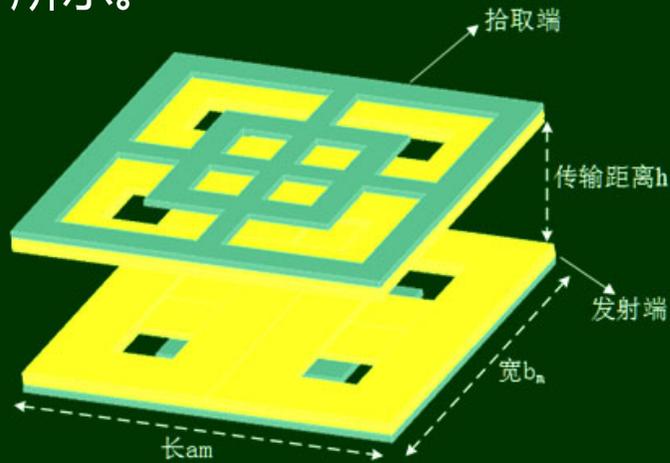


图 DLDD线圈分布式磁芯结构

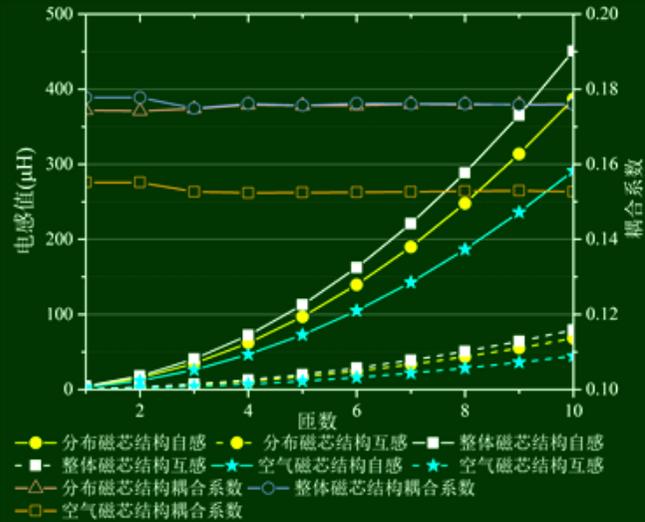


图 电感值及耦合系数随匝数变化曲线

该分布式磁芯结构能够降低约65%的磁芯重量，相对于空气磁芯线圈，在进行磁芯配置之后线圈的自感值、电磁耦合机构的互感值及耦合系数都存在一定的增益。

高效耦合机构设计

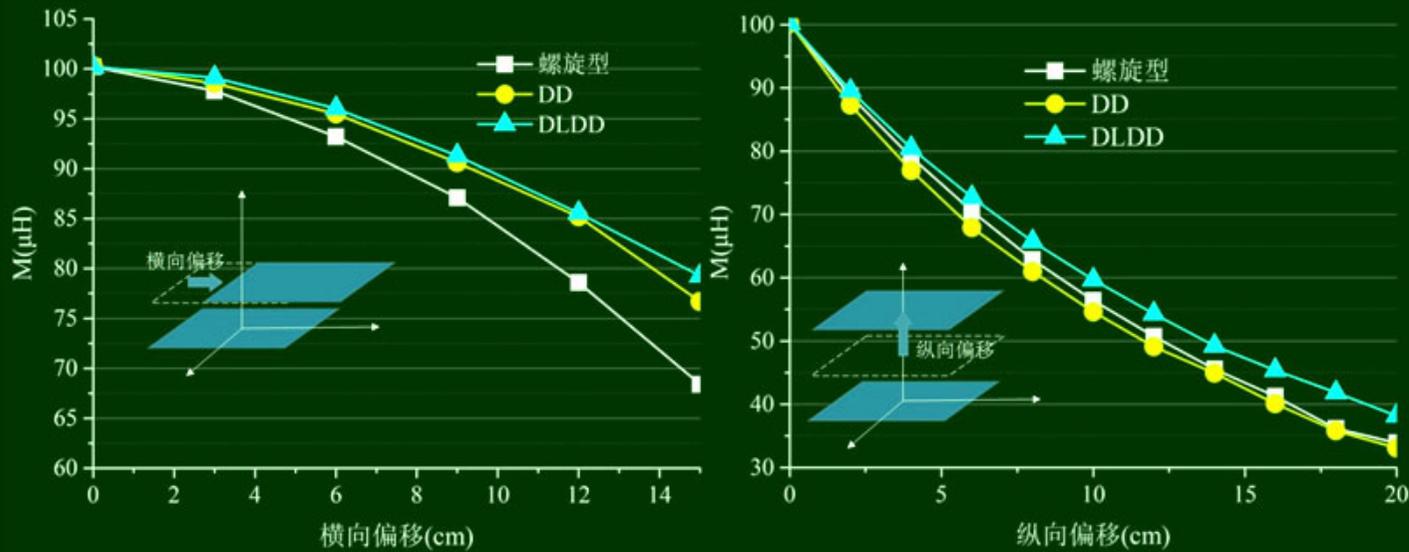


图 M随横向、纵向偏移距离变化曲线

由图可知，当横向偏移距离为15cm时，DLDD型电磁耦合机构的M值衰减为最大值的79.2%，DD型为76.5%，螺旋型为68.2%。因此，当传输距离及轴向偏转固定时，DLDD型电磁耦合机构能够提供更大的充电区域。同理，当拾取端纵向偏移时，DLDD型电磁耦合机构M衰减程度最小，能够提供更大的传能距离。

高效耦合机构设计

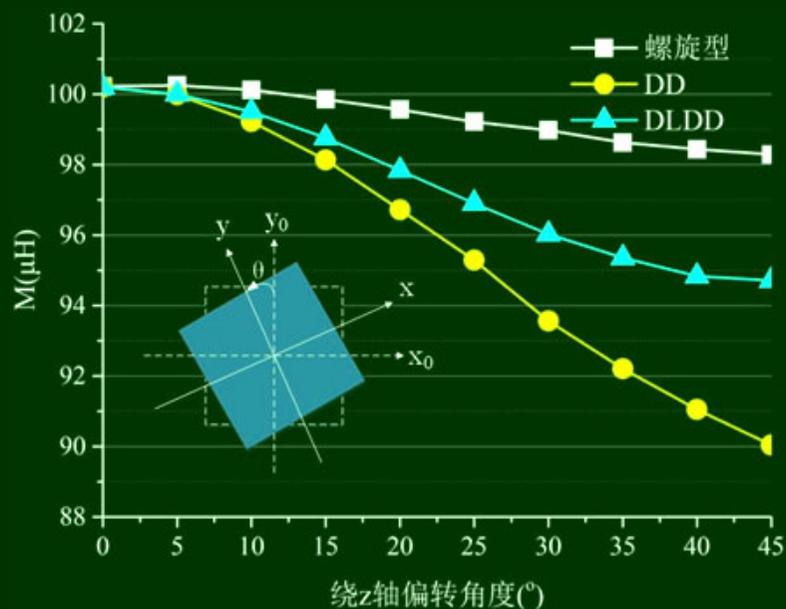


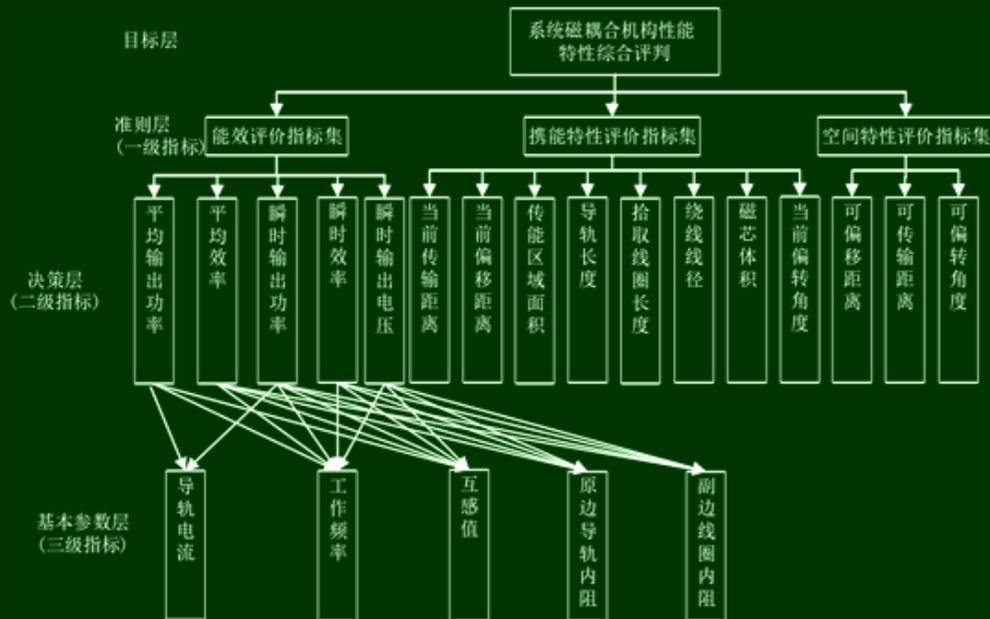
图 M随偏转角度的变化曲线

由于螺旋型电磁耦合机构的结构对称性最强，所以随着拾取端偏转，其M值稳定性最强，其次是DLDD型电磁耦合机构，M值衰减最大的为DD型电磁耦合机构。在拾取端位置发生偏移、偏转时，DLDD线圈M值衰减程度较小，表现出良好的充电性能。

高效耦合机构设计

□电磁机构性能评价指标集及评价方法

磁耦合机构综合性能评价需要综合考虑其输出功率、传输效率、偏移容忍度及装置功率密度等众多因素，且其评价存在较多的主客观决策因素，对于不同的应用，系统对各个性能的需求程度不同，因此磁耦合机构性能综合评价需根据系统的设计目标而定。



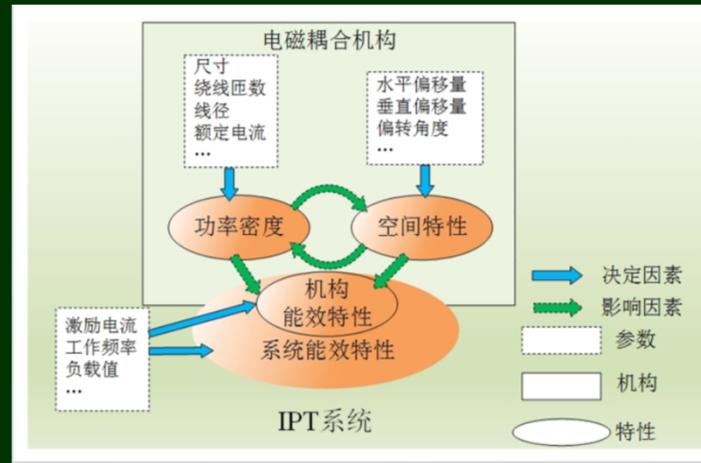
磁耦合机构评价指标多层次结构模型

高效耦合机构设计

磁耦合机构综合评价具有以下两个特点：

1) 磁耦合机构综合评价从本质上说，就是对该系统磁耦合机构进行定量和定性的评价。

2) 决定磁耦合机构性能评价指标的因素众多，且这些因素相对重要性主要是由人为主观给定的，并且综合评价结果具有一定模糊性。



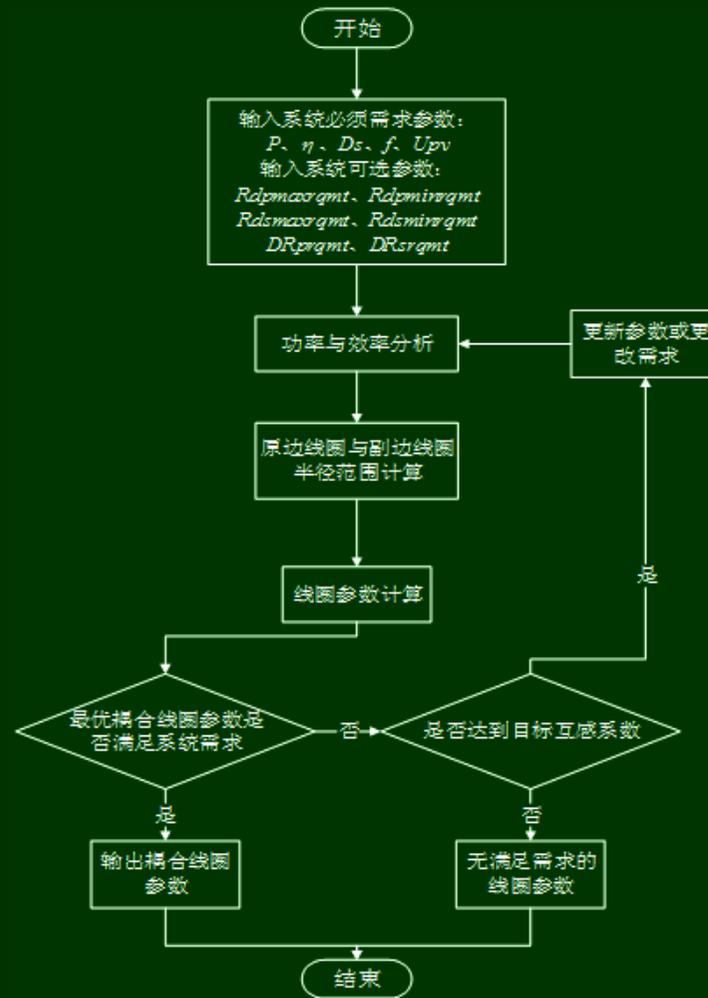
电磁耦合机构特性关联示意图

磁耦合机构综合评价的**二个要素**为：一套合理的评价指标体系和选用科学有效的评价方法。

高效耦合机构设计

□电磁参数优化

实现耦合线圈的设计方法流程如左图所示，并带入实际工程项目中应用。当输入项目需求参数如，功率、效率、耦合距离时，输出一套性能最优的耦合线圈参数，参数中包含线圈的半径、厚度、自感系数、互感系数、耦合系数、绕线信息、输出功率、系统效率、线圈内阻等参数。



07. 系统参数设计与 优化方法

系统参数设计与优化方法

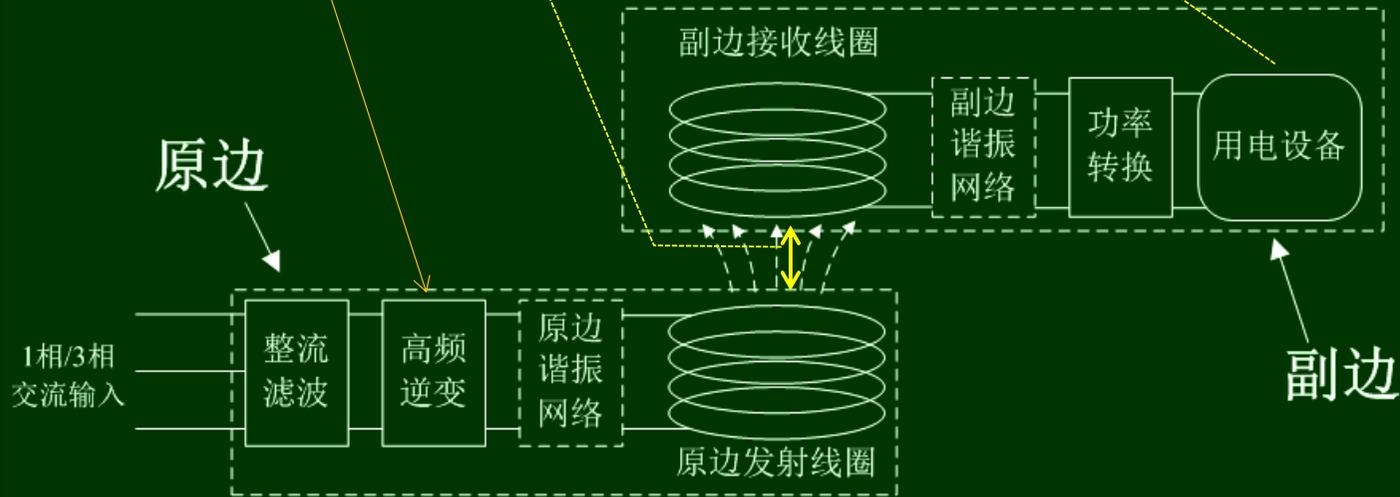
系统设计的多目标性

输出功率, 输出电压

无线传输距离

系统效率

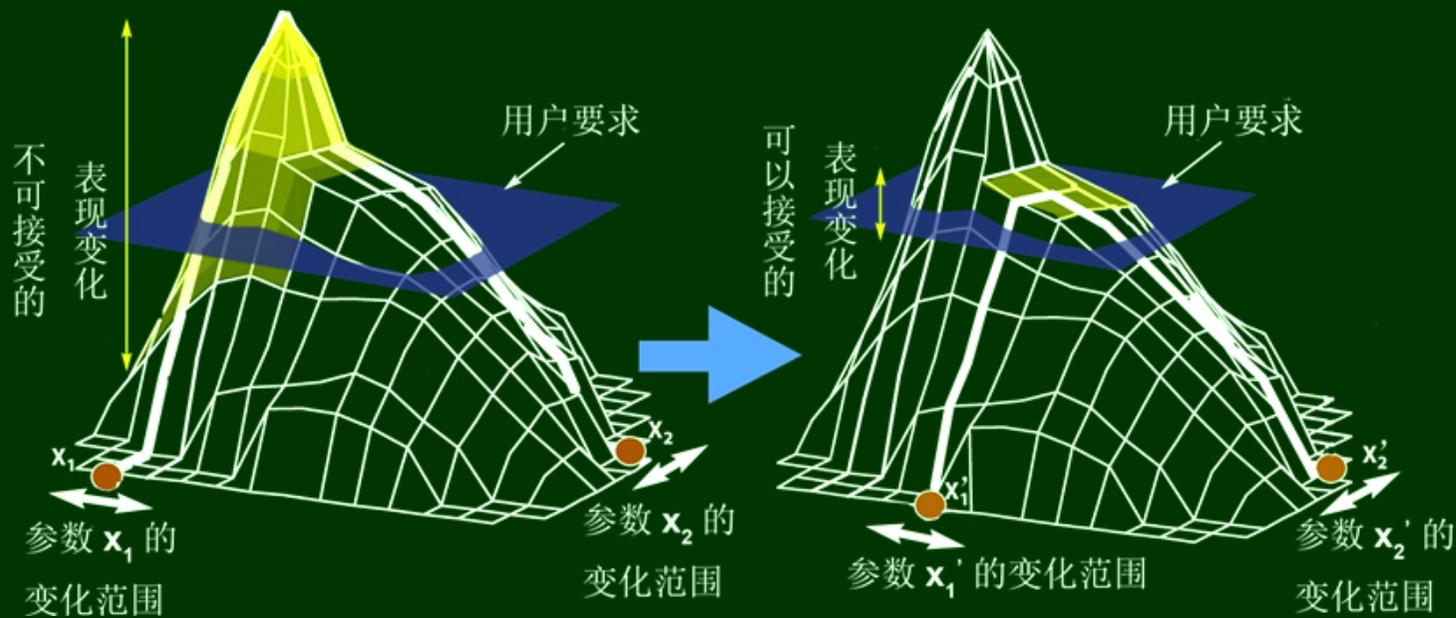
电压\电流应力



系统参数设计与优化方法

系统鲁棒设计的必要性

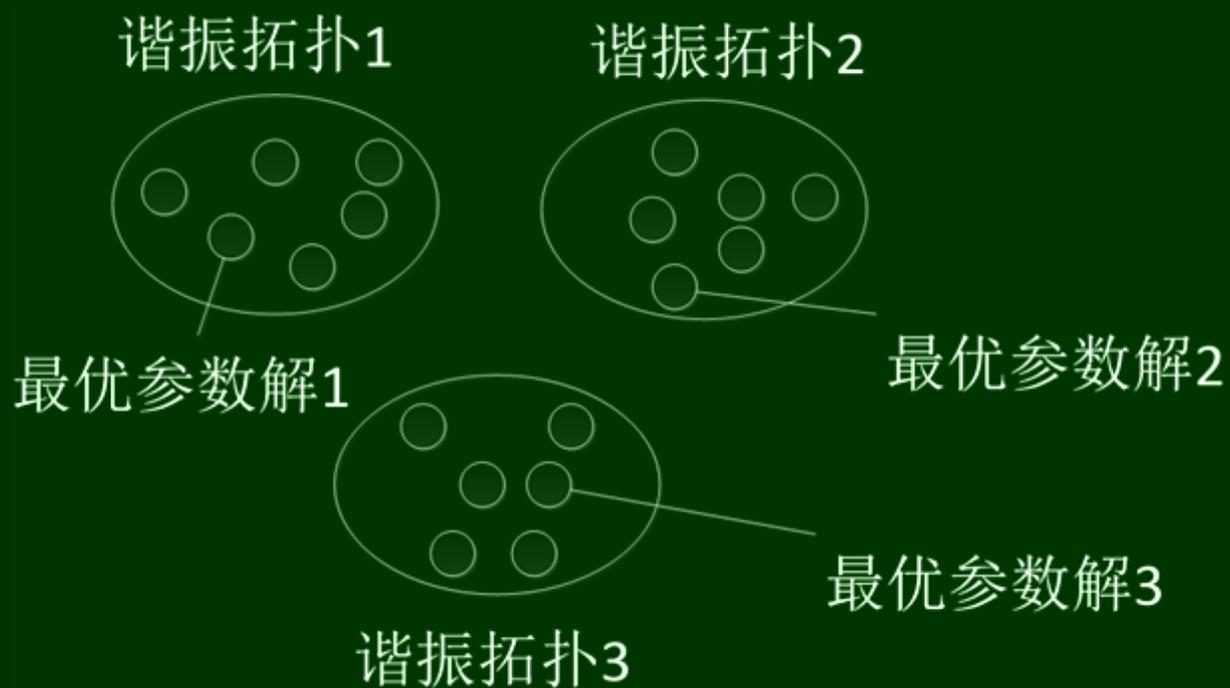
无法避免的参数不确定 器件老化, 测量偏差, 环境变化等



A. Karl, Rolls Royce plc, 2011

系统参数设计与优化方法

最优谐振拓扑选择的必要性



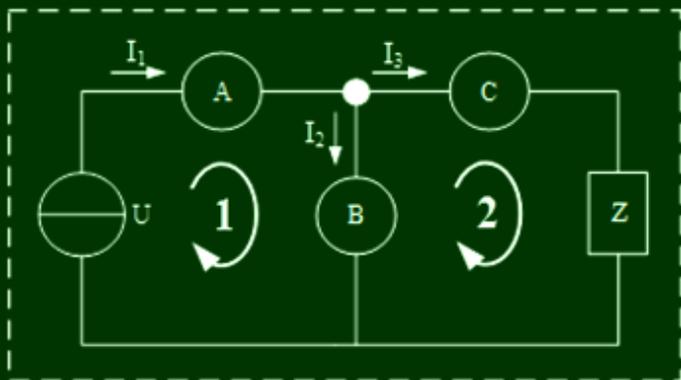
系统参数设计与优化方法

目的与意义:

本文旨在提出一种综合的WPT系统设计方法，该方法能够自动搜寻出参数优化上限高的谐振拓扑结构，并得到相应具有良好鲁棒性能与实用功能的优化参数解。

系统参数设计与优化方法

➤ 单级谐振补偿网络的统一参数模型建立



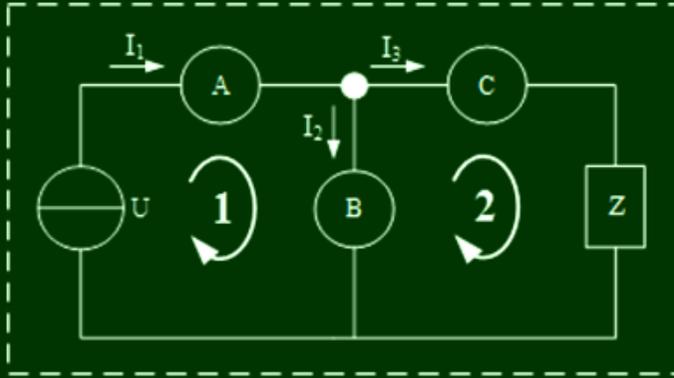
使用 $A \sim C$ 参数替代WPT系统中四种常用单侧补偿拓扑的电气参数后得到的左图的等效电路，其中 $A \sim C$ 参数均是形式为 $R_{eq} + jX_{eq}$ 的复数。

	P	S	LCL	LCC
A	0	0	$j\omega L_1 + R_1$	$j\omega L_1 + R_1$
B	$\frac{1}{j\omega C_1}$	$-\infty j$	$\frac{1}{j\omega C_1}$	$\frac{1}{j\omega C_1}$
C	$j\omega L_2 + R_2$	$j\omega L_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}$	$j\omega L_2 + R_2$	$j\omega L_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}$

单级补偿的谐振网络的统一参数

系统参数设计与优化方法

单级谐振补偿网络的统一参数模型建立



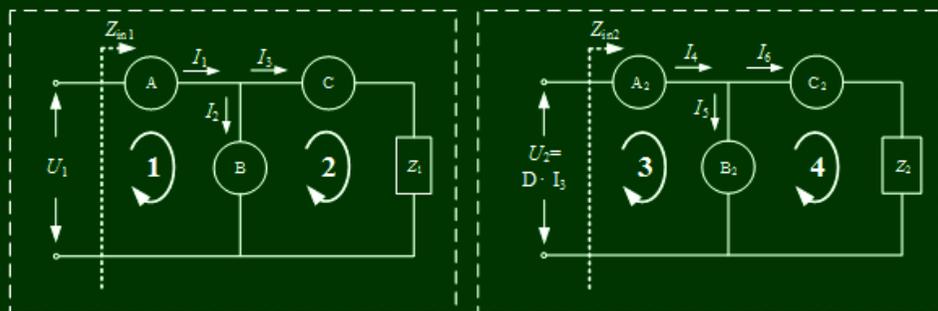
$$\begin{cases} \dot{U} = A\dot{I}_1 + B\dot{I}_2 \\ B\dot{I}_2 = C\dot{I}_3 + Z\dot{I}_3 \\ \dot{I}_1 = \dot{I}_2 + \dot{I}_3 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \dot{I}_1 = \frac{\dot{U}(B+C+Z)}{AB+AC+AZ+BC+BZ} \\ \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}(C+Z)}{AB+AC+AZ+BC+BZ} \\ \dot{I}_3 = \frac{\dot{U}B}{AB+AC+AZ+BC+BZ} \end{cases} \quad (1)$$

$$Z_{in} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}_1} = \frac{AB+AC+AZ+BC+BZ}{B+C+Z} = A + \frac{BC+BZ}{B+C+Z} \quad (2)$$

谐振网络的传输效率 η 、电压增益 G 以及输出功率 P_{out} 等性能指标均可根据补偿网络的输入阻抗和各条支路的电流变量计算得到。

系统参数设计与优化方法

两级谐振补偿网络的统一参数模型建立



两级谐振补偿网络的等效电路图

	P	S	LCL	LCC
A_2	$j\omega L_2 + R_2$	$j\omega L_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}$	$j\omega L_2 + R_2$	$j\omega L_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}$
B_2	$\frac{1}{j\omega C_1}$	$-\infty j$	$\frac{1}{j\omega C_1}$	$\frac{1}{j\omega C_1}$
C_2	0	0	$j\omega L_1 + R_1$	$j\omega L_1 + R_1$

两级谐振补偿网络的副边的统一参数

左图是双侧补偿拓扑的等效分析电路图，图中除了A~C和 $A_2 \sim C_2$ 参数之外，还用 D 参数代替了 $j\omega M$ ，发射端补偿拓扑的负载阻抗 Z_1 和接收端 Z_{in2} 之间的关系满足：

$$Z_1 = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{in2}} = \frac{D^2}{Z_{in2}} \quad (3)$$

接收端的输入电压 U_2 和发射端电流 I_3 之间的关系满足：

$$\dot{U}_2 = j\omega M \dot{I}_3 = D \cdot \dot{I}_3 \quad (4)$$

系统参数设计与优化方法

➤ 性能指标

① 输出功率

系统的输出功率指系统负载上所获取的功率，由 I_6 和 Z_2 可得谐振网络的输出功率的表达式：

$$P_{out} = I_6^2 Z_2$$

② 功率传输效率

由谐振网络的输入端的电压和电流的有效值得得系统的输入功率 P_{in} 为：

$$P_{in} = I_1 U_1$$

由谐振网络的输出功率和输入功率的表达式可得谐振网络的效率的表达式为：

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{I_6^2 Z_2^2}{I_1 U_1}$$

③ 电压增益

系统的电压增益可以用输出电压和输入电压的比值表示：

$$G_u = \frac{I_6 Z_2}{U_1}$$

④ 电流增益

系统的电流增益的表达式为：

$$G_i = \frac{I_6}{I_1}$$

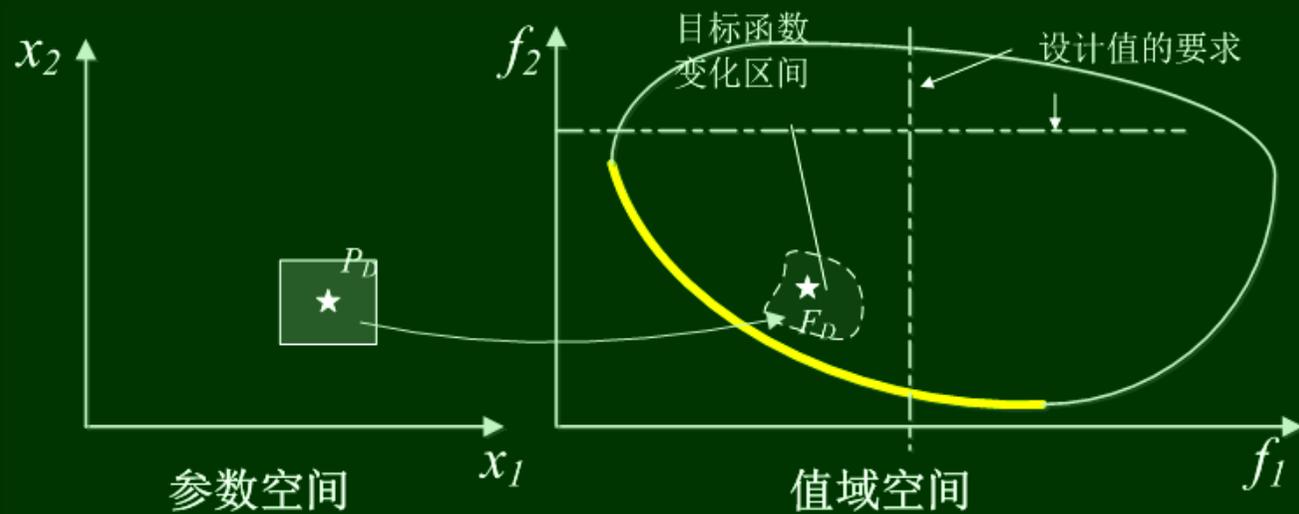
⑤ 鲁棒性

$$\hat{\sigma} = \sqrt{\left(\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (f_i - \bar{f}_i)^2 \right)}$$

$$\hat{\delta} = \max |f_{obj} - \tilde{f}_j| \quad j = 1, 2, 3, \dots, N;$$

系统参数设计与优化方法

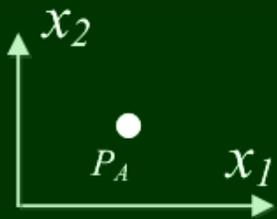
参数多目标鲁棒优化问题



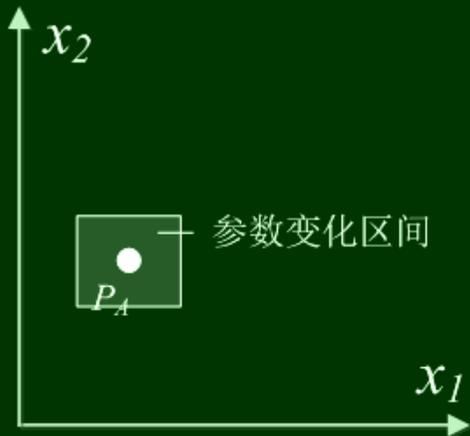
系统参数设计与优化方法

多目标鲁棒遗传优化算法

指标计算部分



1. 目标函数值
2. 限制函数值



采样



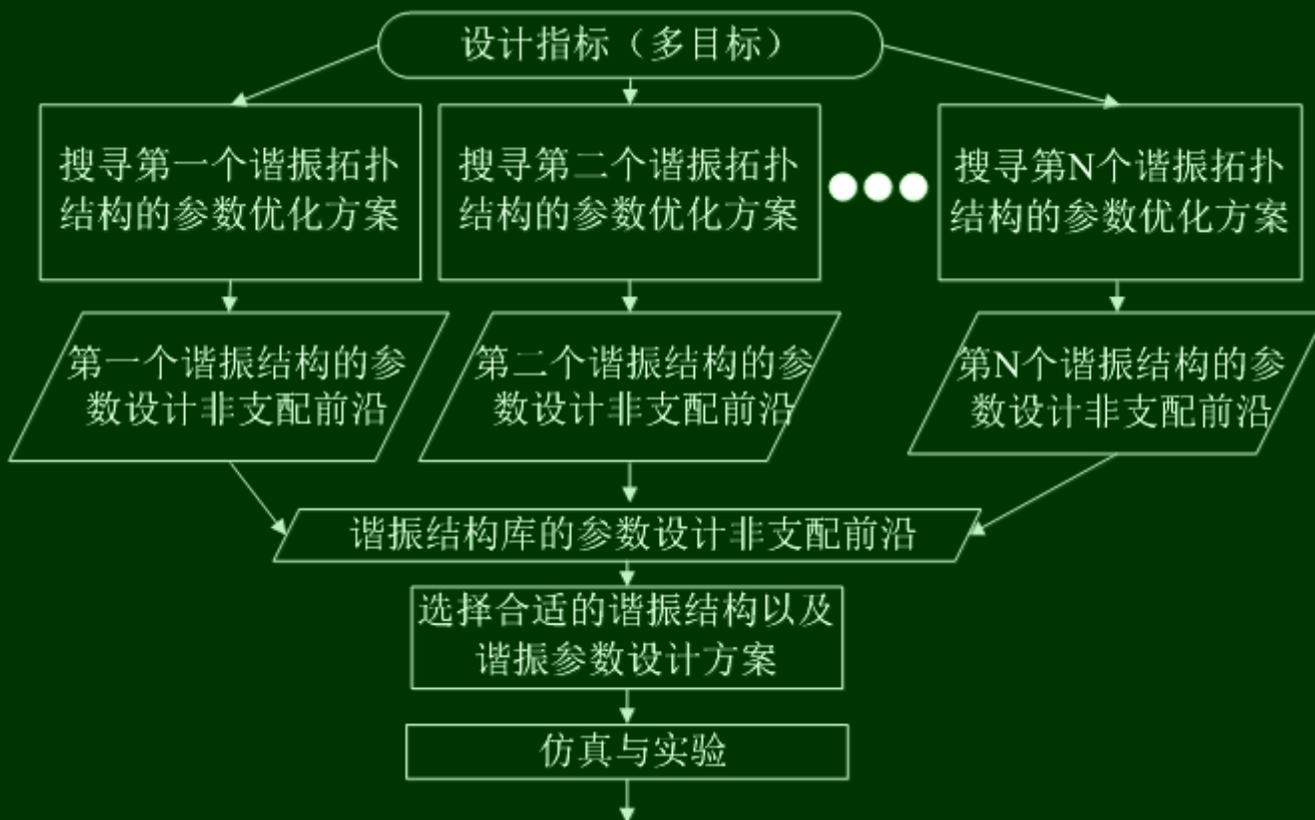
1. 每个采样点的目标函数值
2. 每个采样点的限制函数值



1. 平均值
2. 标准差
3. 最差值
4. 处于频率分叉域的参数集合个数

系统参数设计与优化方法

WPT系统分层综合式设计方法



08. 系统综合控制方法

系统综合控制方法

□ 输出功率控制

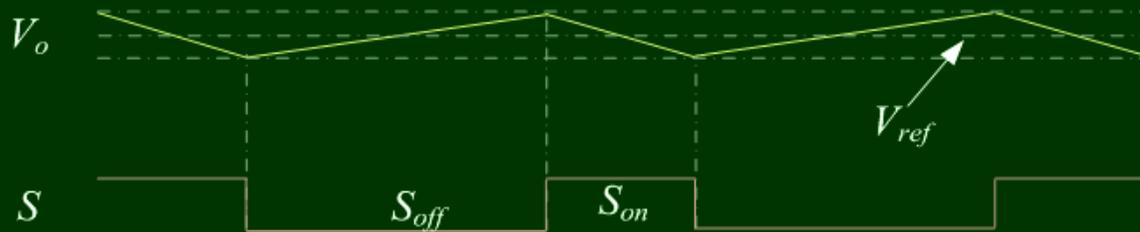
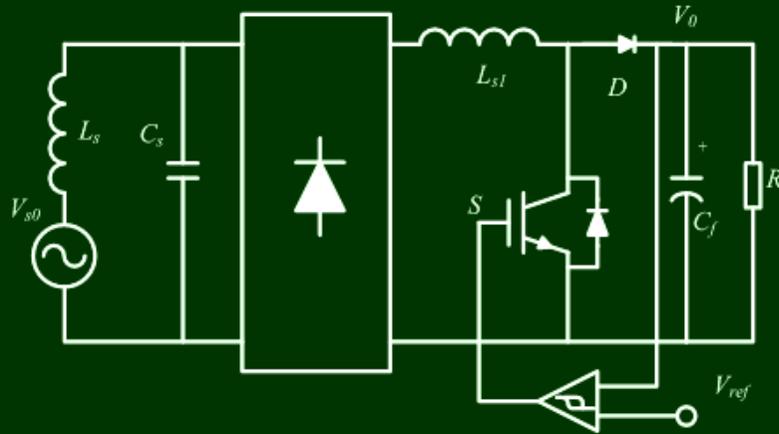
控制输出功率有如下四种方式：



系统综合控制方法

□ 输出电压滞回控制

通过在输出侧并联开关实现输出电压的滞回控制效果，当电压滞回带上限时，S打开，输出续流；当电压低于滞回带下限时，S关断



系统综合控制方法

□ 原边功率变换器要求

IPT系统的原边需要保证当负载变化、系统参数漂移、输入电压波动的情况下原边输入电流的恒定。

➤ 对原边功率变换器的要求如下：

- ❖ 导通损耗、开关损耗小
- ❖ 体积小、重量轻、所需器件少
- ❖ 稳态特性好，动态特性超调量小
- ❖ 功率因数大
- ❖ 鲁棒性好，电磁敏感性(EMS)比较低
- ❖ 电磁干扰(EMI)、谐波分量比较小

□ 原边输出的要求

- 对原边功率变换器的要求如下：
 - ❖ 近似恒定的原边电流（几A-几十A）
 - ❖ 近似恒定的频率（几十kHz-几百kHz）
 - ❖ 具有较大的功率等级
 - ❖ 能实现多拾取结构的能量传输
 - ❖ 具有高传输效率
 - ❖ 对周边环境的EMI干扰比较小

系统综合控制方法

□ 定频和变频控制

- 定频：给定系统以固定的控制频率
 - ❖ 优点：谐振频率不随负载及耦合条件条件变化而变化
 - ❖ 缺点：开关损耗大
- ❖ 变频：根据电路参数及条件变化调节谐振频率
 - ❖ 优点：实现了软开关，减少了开关损耗
 - ❖ 缺点：对有些频率变化比较大的场合，容易导致频率稳定性的问题

系统综合控制方法

□ 直接控制和间接控制

- ❖ 控制原边电流恒定可以通过直接的闭环控制实现，也可以通过间接控制来实现。
- ❖ 直接控制：通过闭环控制实现电流恒定，需要、高频电流检测、信号处理电路、复杂的控制器设计
- ❖ 间接控制：假设系统是电流型的，通过控制原边实现ZVS，则原边电流基本上保持不变
- ❖ 可以看出间接控制具有更多的优越性，不仅可以满足恒定电流的需求，还具有额外的优势比如开关损耗小、效率高等特点。

09. 最优效率跟踪方法

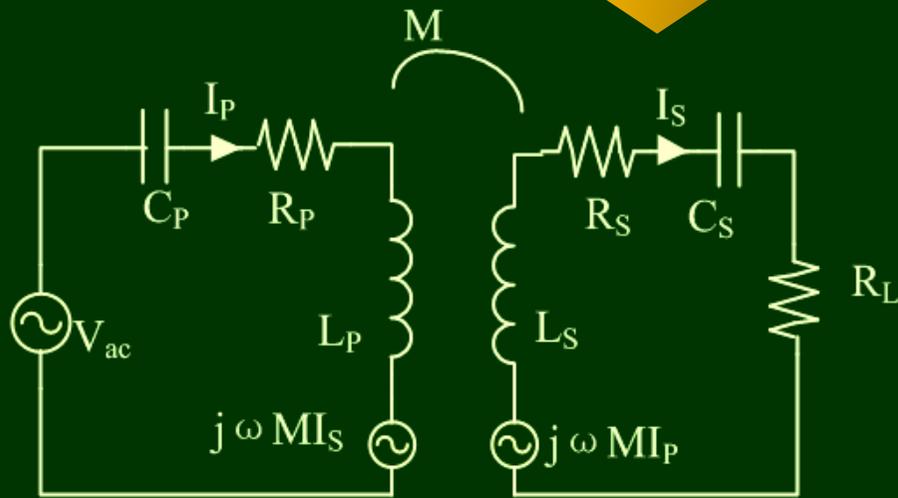
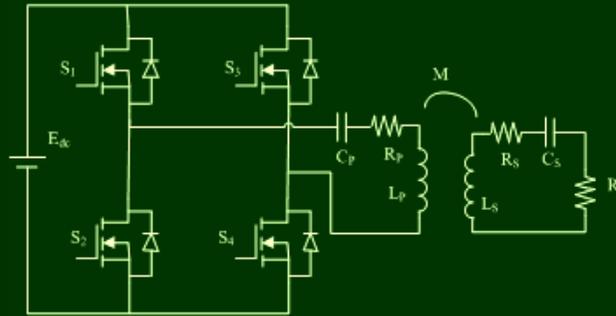
最优效率跟踪方法

问题

- 是否能同时实现最大效率和最大功率?
- 哪一要素直接决定了最大效率和最大功率条件?
- 如何在负载变化的情况下通过一个相对较宽的负载变换范围实现最大功率和最大效率?

最优效率跟踪方法

□ 系统分析 (SS拓扑)



$$k = \frac{M}{\sqrt{L_P L_S}}$$

$$Q_P = \omega L_P / R_P$$

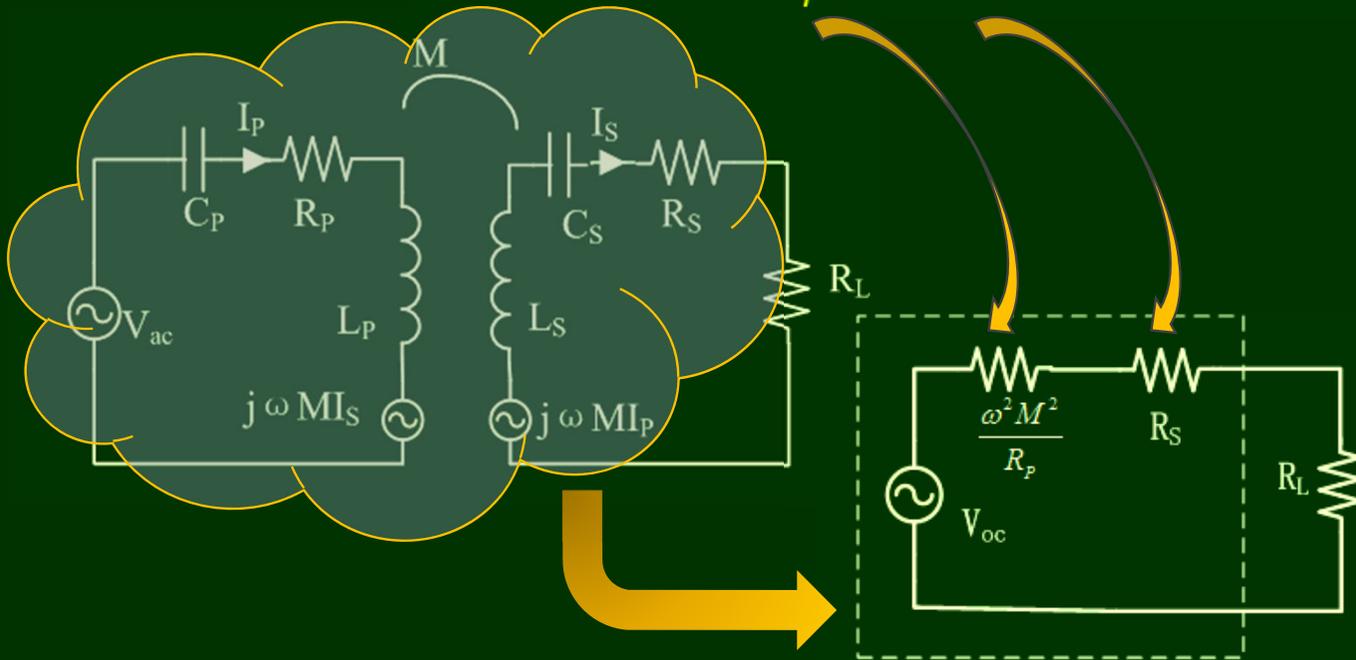
$$Q_S = \omega L_S / R_S$$

$$Q = \sqrt{Q_P Q_S}$$

最优效率跟踪方法

□ 最大功率点分析

$$\frac{dP}{dR_L} = 0 \longrightarrow R_{L-P_{\max}} = \frac{M^2 \omega^2}{R_p} + R_s = R_s (1 + (kQ)^2)$$



最优效率跟踪方法

- 最大功率点的负载取值

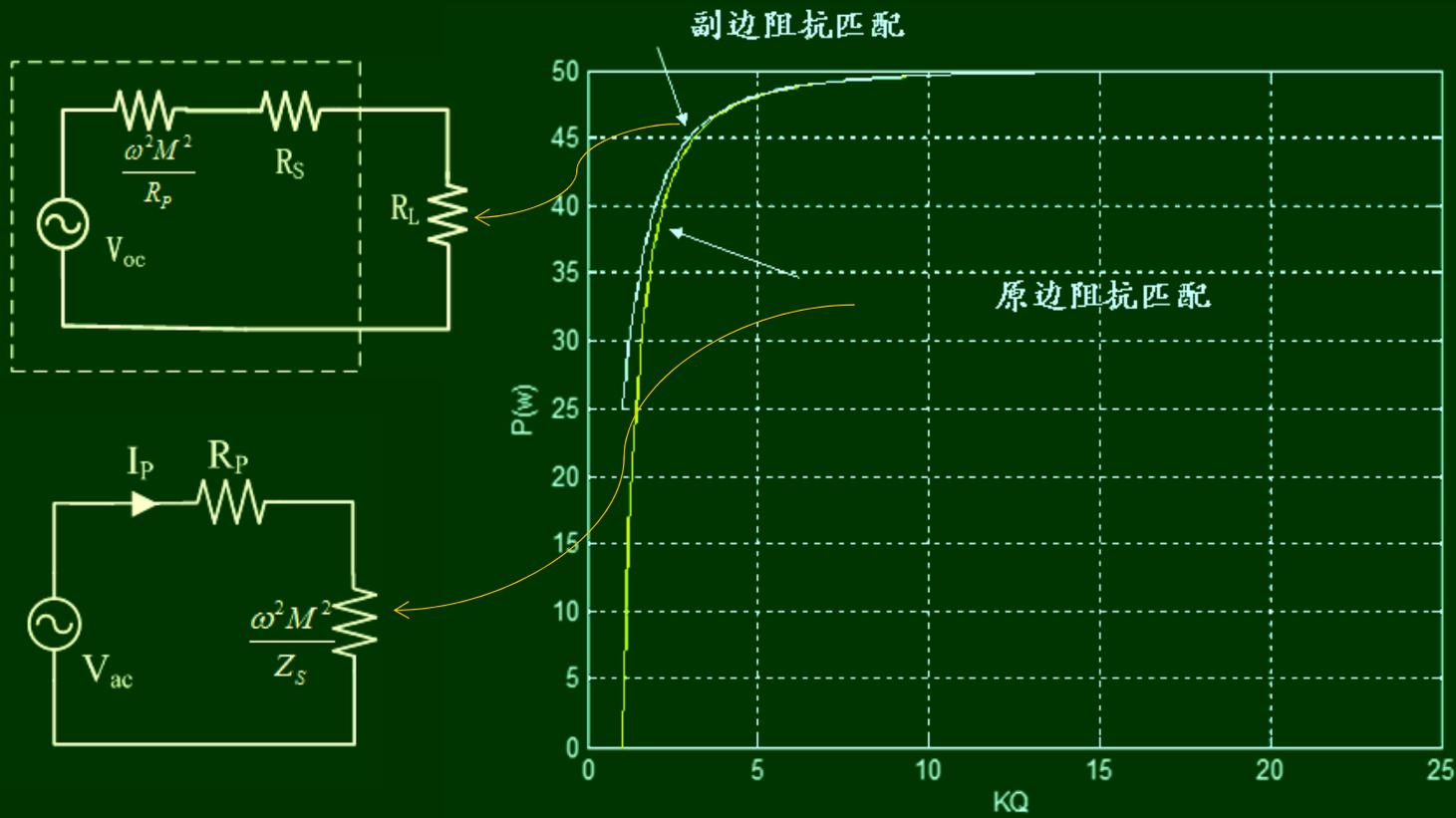
$$R_{L-P_{\max}} = \frac{M^2 \omega_0^2}{R_p} + R_s = R_s (1 + (kQ)^2)$$

- 最大功率点与 kQ 相关

$$P_{\max} = P_m \frac{(kQ)^2}{1 + (kQ)^2} = \frac{V_{ac}^2}{4R_p} \frac{(kQ)^2}{1 + (kQ)^2}$$

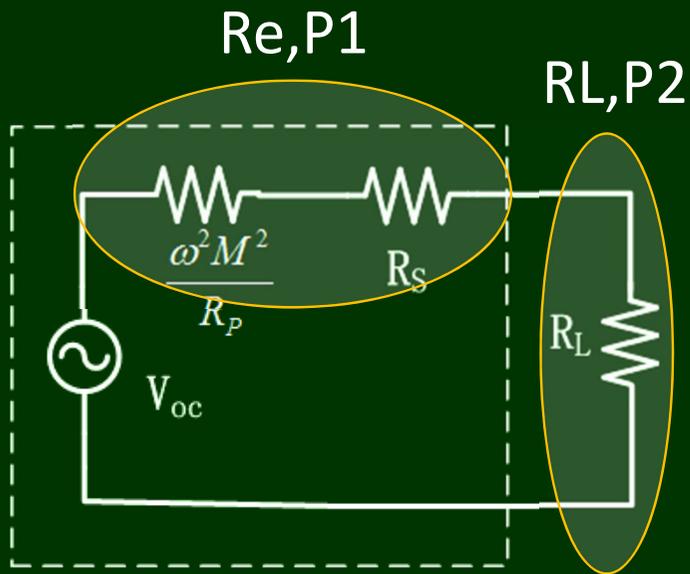
最优效率跟踪方法

原副边匹配情况



最优效率跟踪方法

50%效率?



当阻抗匹配 $Re = RL$
P1 应该等于 P2
 η 应该等于 50 %.
但这并不正确

外部等效 \neq 内部等效

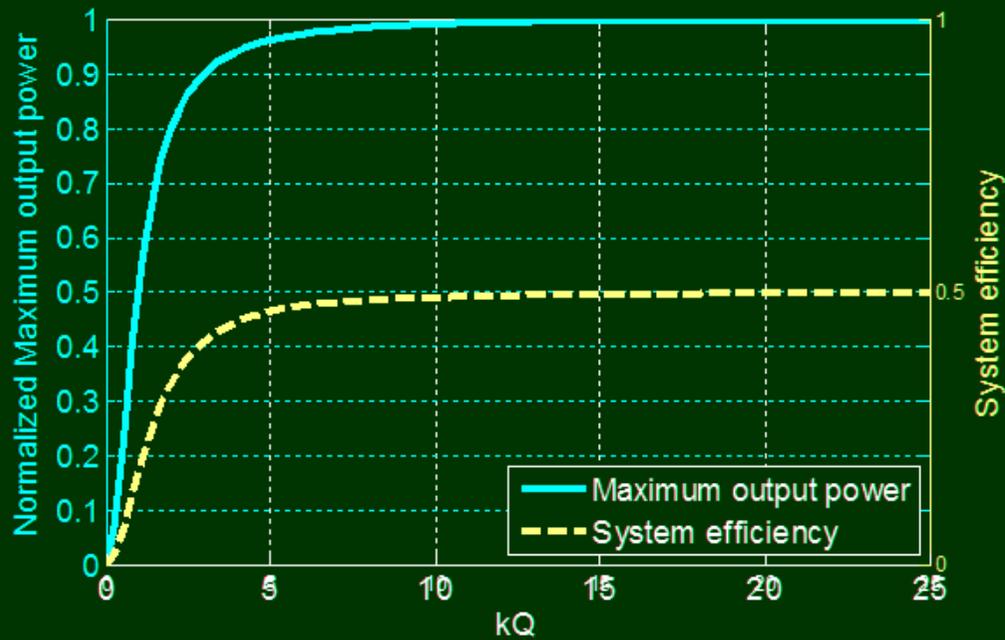
最优效率跟踪方法

- 最大功率点的效率

$$\eta_{RL=RLm} = \frac{1}{2 + 4/(kQ)^2}$$

Normalized output Power
= output power P / P_m

$$P_m = V_{ac}^2 / 4R_P$$



最优效率跟踪方法

注意:

- 对应的最大功率条件
 - ✓ 副边阻抗匹配
 - x 原边阻抗匹配
- 最大功率时的效率
 - ✓ 50%以下 (特别是当 kQ 很低时)
 - x 总是50%
- 该结论对所有的谐振结构有效, 包括 SS, SP, PS 和PP.

最优效率跟踪方法

□ 最大效率情况

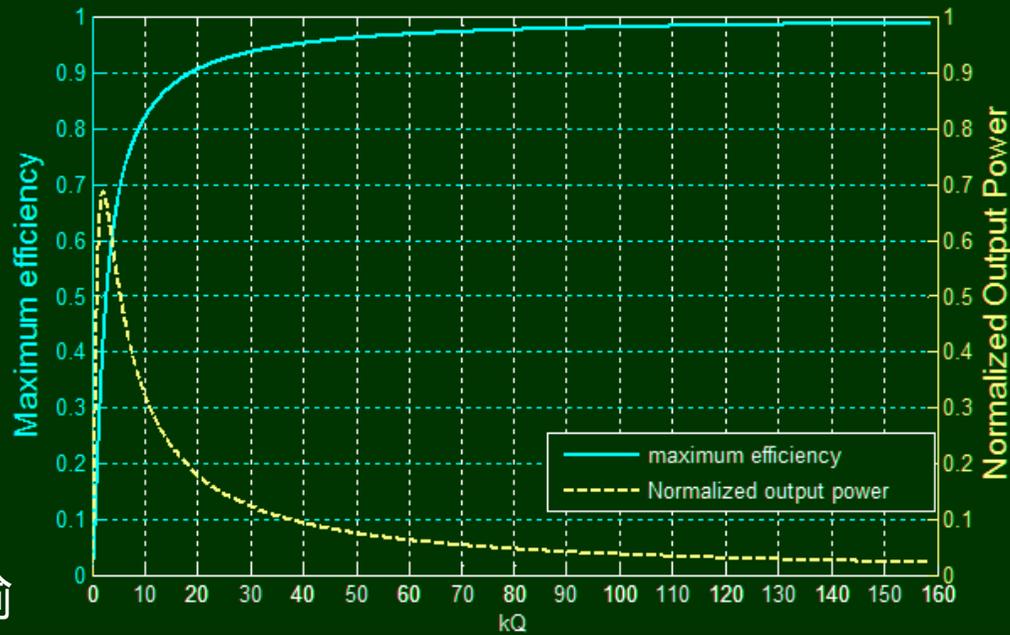
- 最大效率相应的负载阻值

$$\frac{d\eta}{dR_L} = 0 \quad \longrightarrow$$

$$R_{L-\text{eff max}} = R_S \sqrt{1 + (kQ)^2}$$

$$R_{L-P\text{max}} = R_S (1 + (kQ)^2)$$

归一化输出功率 = 输出功率 P / P_m



最优效率跟踪方法

最大效率情况

- 最大效率时相应的负载阻值

$$R_{L-\eta_{\max}} = R_S \sqrt{1 + (kQ)^2}$$

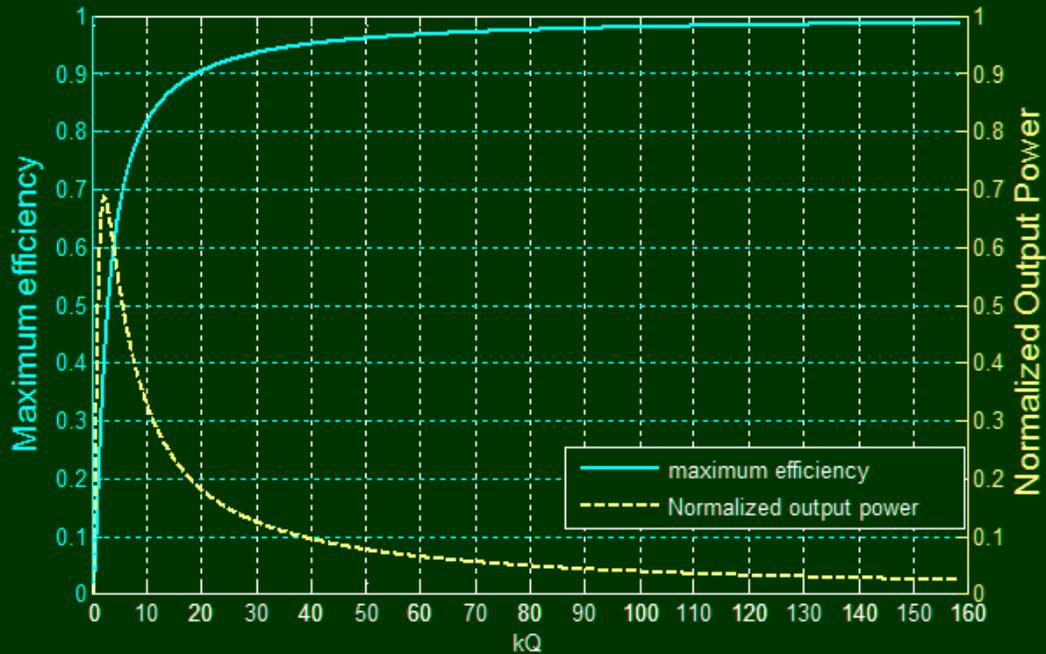
- 最大效率表达式为

$$\eta_{\max} = \frac{(kQ)^2}{2(1 + \sqrt{1 + (kQ)^2}) + (kQ)^2}$$

最优效率跟踪方法

有功功率如何变化?

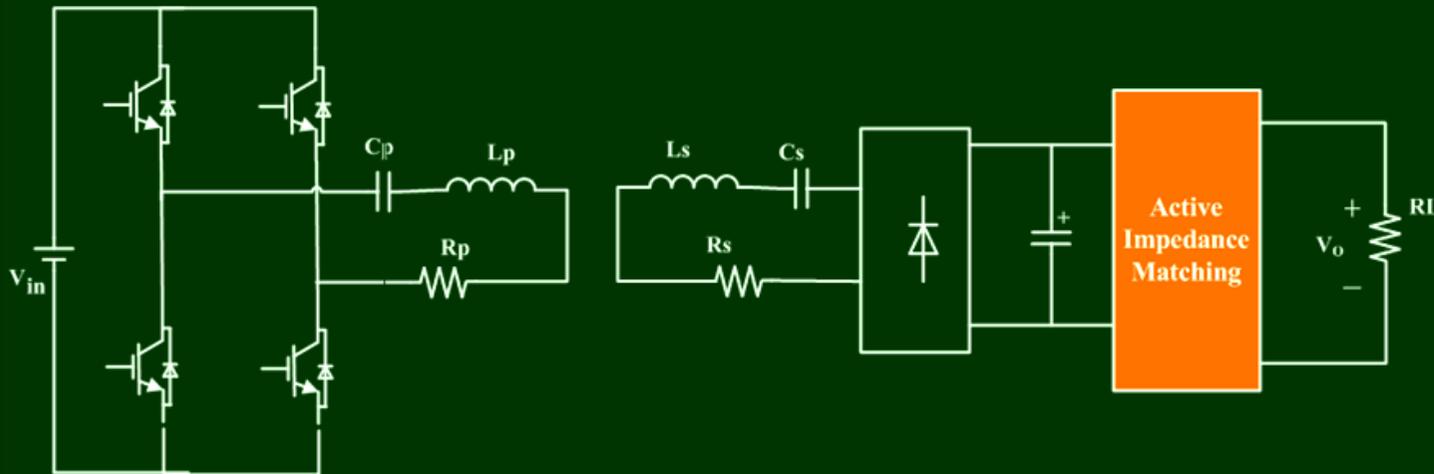
- 当 kQ 非常高时效率接近于1, 但是有功功率非常低
- 最大有功功率(大约68% of P_m) 时 $kQ=2.2$, 对应的效率为 42%



最优效率跟踪方法

□ 最大效率和最大功率跟踪

- 副边阻抗匹配方法



$$R_{L-P_{max}} = R_S(1 + (kQ)^2)$$

最大功率跟踪

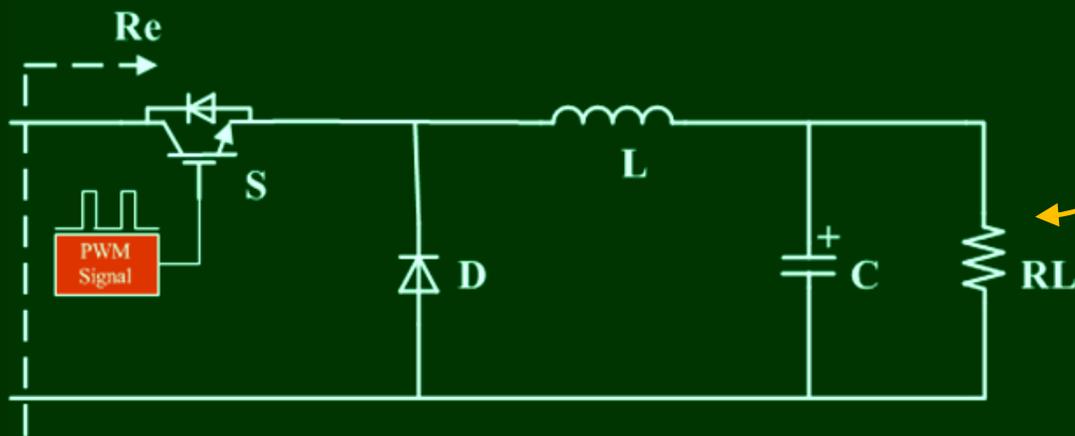
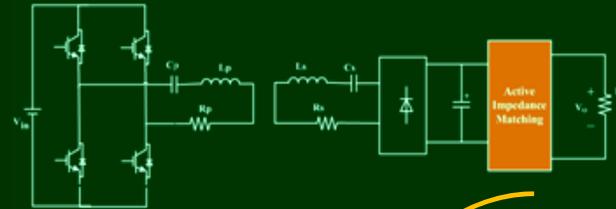
$$R_{L-\eta_{max}} = R_S \sqrt{1 + (kQ)^2}$$

最大效率跟踪

最优效率跟踪方法

□ 有源阻抗匹配方法

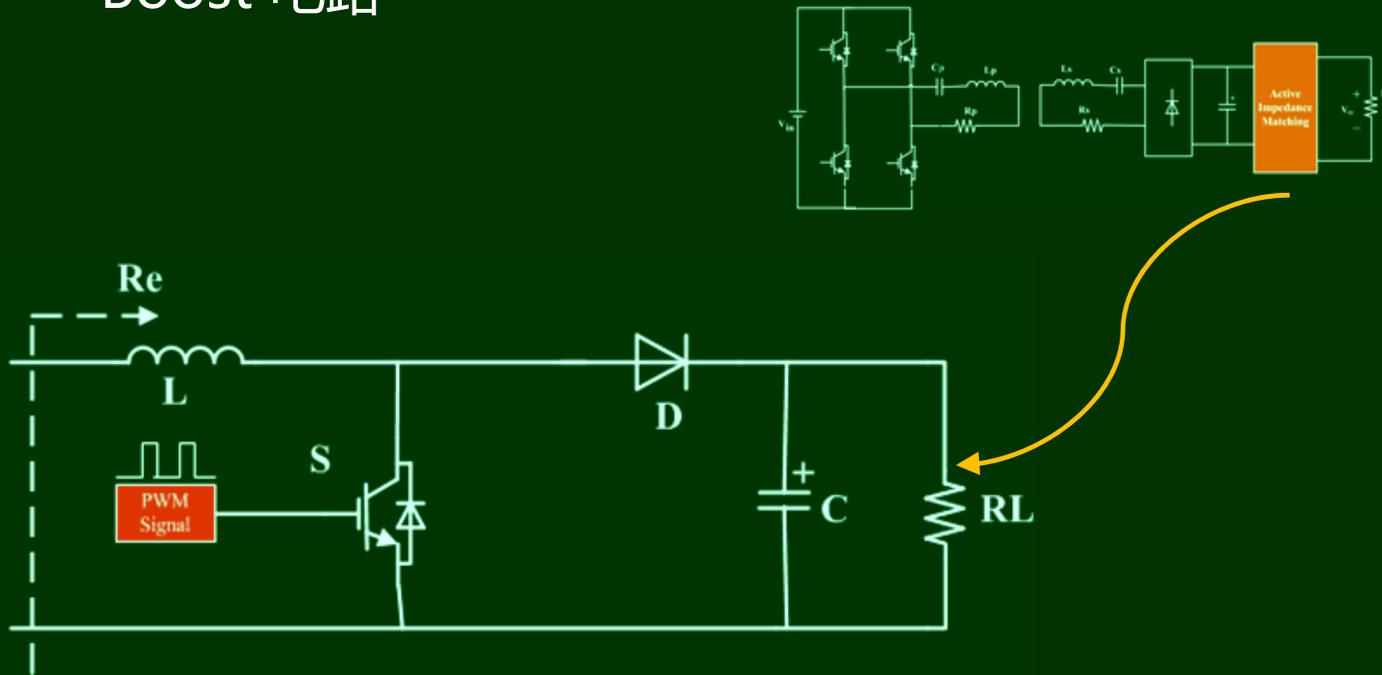
- Buck 电路



$$Duty = \sqrt{\frac{RL}{Re}} \quad RL \text{ 要比 } Re \text{ 大}$$

最优效率跟踪方法

- Boost 电路



$$Duty = 1 - \sqrt{\frac{R_e}{R_L}} \quad R_L \text{ 要比 } R_e \text{ 小}$$

最优效率跟踪方法

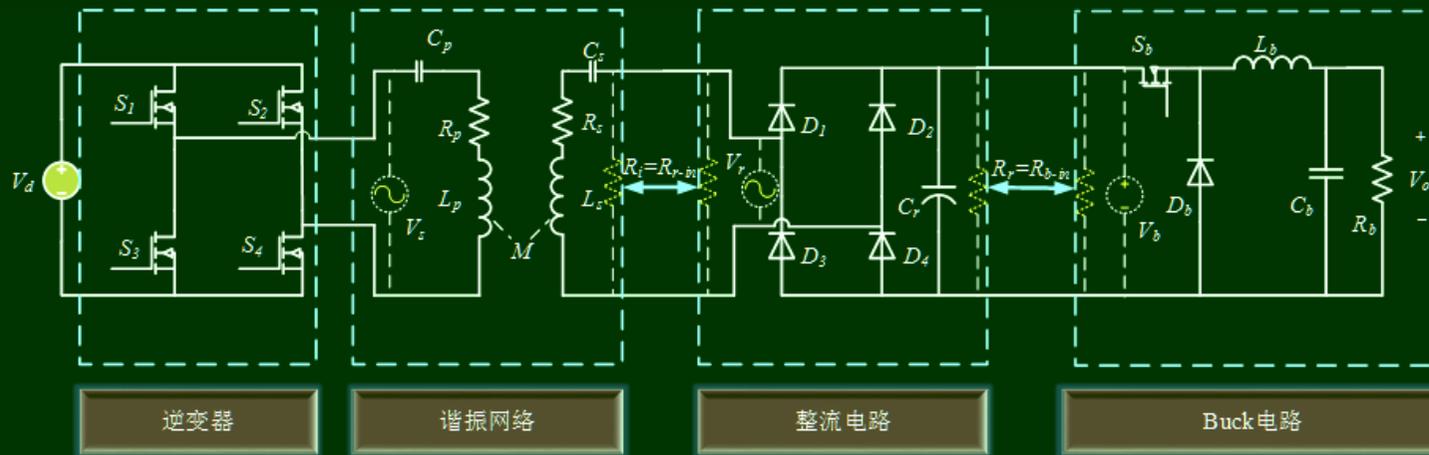
在最大功率或效率跟踪时，如何找到一种扩展负载自适应范围的方法？

最优效率跟踪方法

- 传统方法 利用DC/DC 变换器作为一个有源阻抗匹配电路。
DC/DC 变换器工作在连续工作模式(CCM).
- 提出方法 切换变换器的CCM 和 DCM 模式

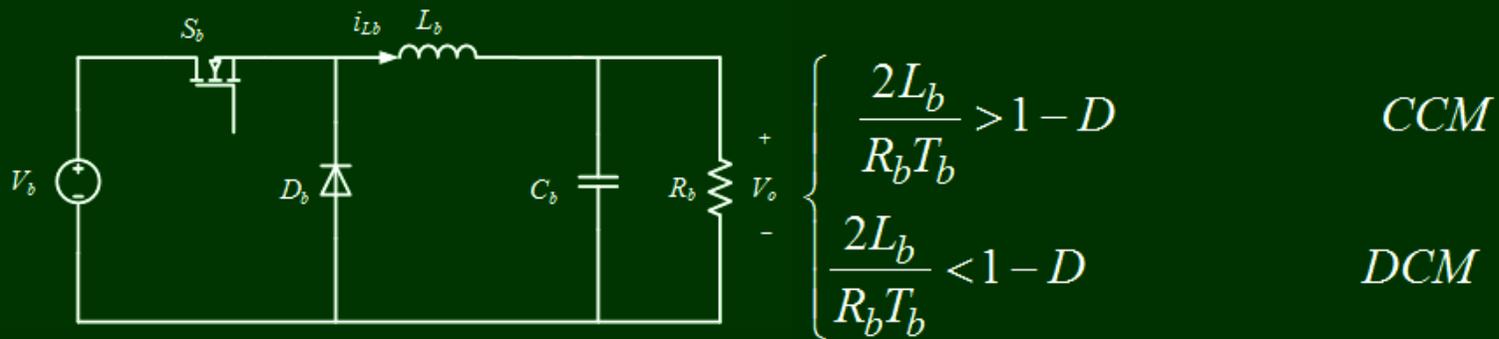
最优效率跟踪方法

该拓扑结构与传统的阻抗跟踪拓扑结构相同，不增加附加电路。



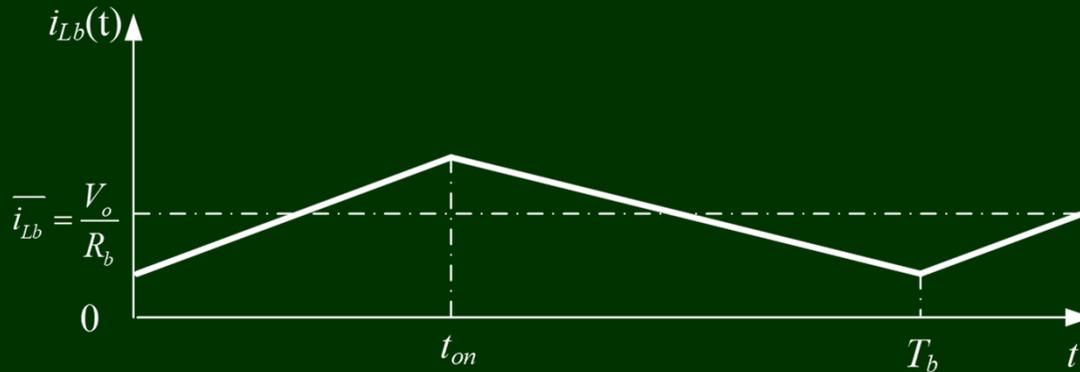
最优效率跟踪方法

对于Buck电路, 其可以工作在CCM 或 DCM 模式, 并由下式决定模式的切换



最优效率跟踪方法

CCM 模式:



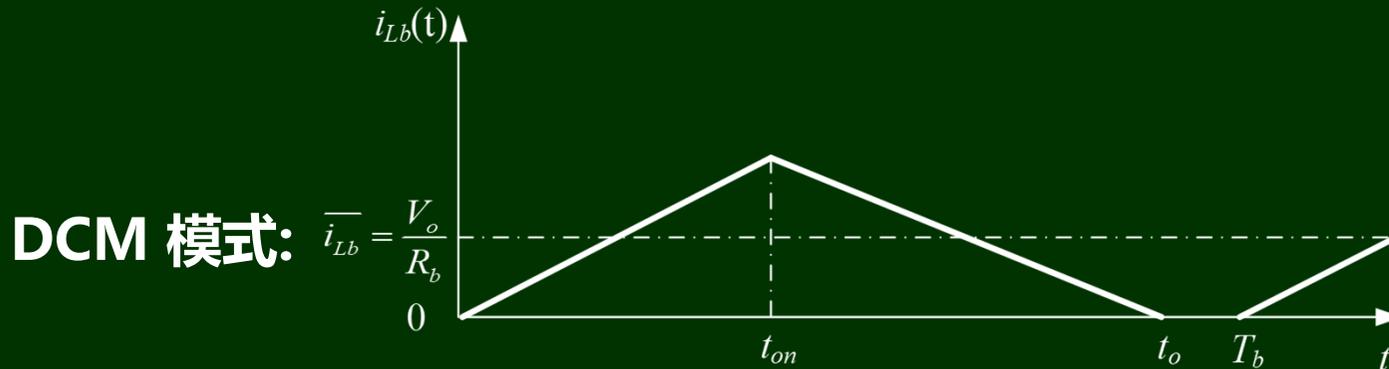
在一个周期内电感上的平均电压值为0

$$\int_0^{t_{on}} (V_b - V_o) dt + \int_{t_{on}}^{T_b} (-V_o) dt = 0$$

在CCM模式下的Buck电路输出电压可由下式得到

$$V_o = DV_b$$

最优效率跟踪方法



在一个周期内电感上的平均电压值为0

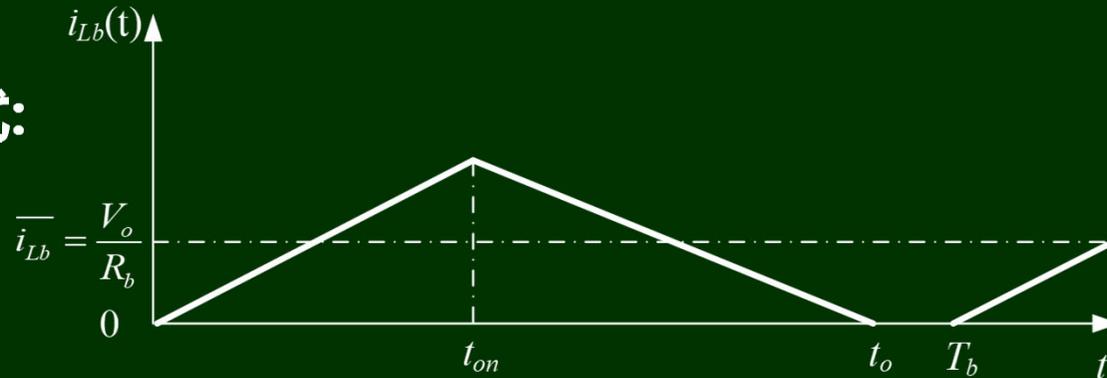
$$\int_0^{t_{on}} (V_b - V_o) dt + \int_{t_{on}}^{t_o} (-V_o) dt = 0 \quad \Rightarrow \quad V_o = \frac{t_{on}}{t_o} V_b$$

根据一个周期内电感上的平均电流值与负载上的电流值相等, 可得下式

$$t_o = \frac{t_{on} + \sqrt{t_{on}^2 + \frac{8L_b T_b}{R_b}}}{2}$$

最优效率跟踪方法

DCM 模式:



在DCM模式下的Buck电路输出电压可表达为

$$V_o = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8L_b}{R_b T_b D^2}}} V_b$$

最优效率跟踪方法

根据能量守恒定律，可以得出Buck变换器的输入和输出电阻之间的关系为

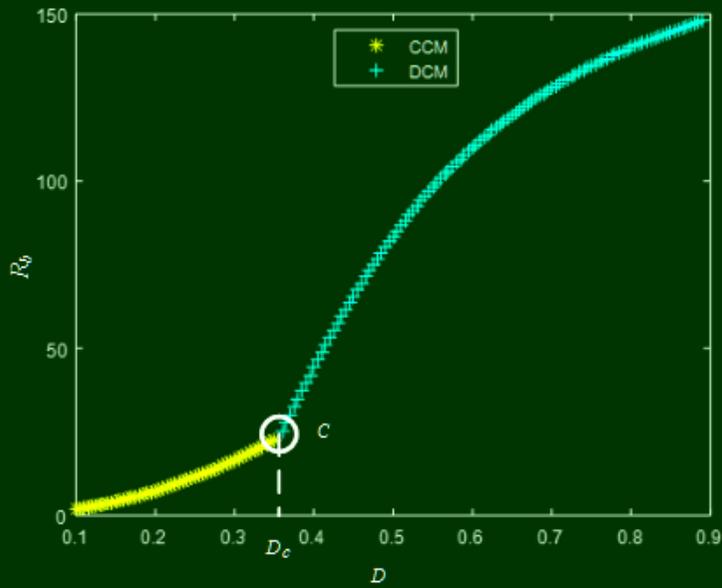
$$R_b = \begin{cases} D^2 R_{b-in} & CCM \\ \frac{D^4 R_{b-in}^2 T_b^2 - 4D^2 L_b R_{b-in} T_b + 4L_b^2}{D^4 R_{b-in} T_b^2} & DCM \end{cases}$$

R_i 和 R_b 的关系可表达为

$$R_i = \begin{cases} \frac{8}{\pi^2 D^2} R_b & CCM \\ \frac{4 \left(D^2 R_b T_b + 4L_b + \sqrt{R_b T_b D^2 (R_b T_b D^2 + 8L_b)} \right)}{\pi^2 D^2 T_b} & DCM \end{cases}$$

最优效率跟踪方法

阻抗匹配范围扩展表现



边界计算

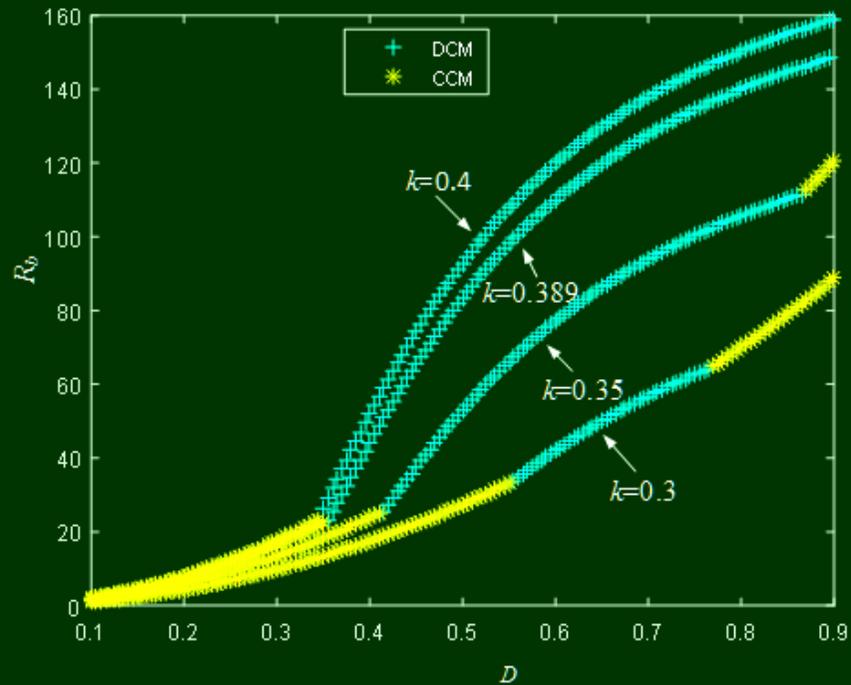
$$D_c = \begin{cases} \frac{-6}{m} - \frac{1}{6m} + \frac{1}{3} - I \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{m}{3} - \frac{1}{3m} \right) \\ \frac{m}{3} + \frac{1}{3m} + \frac{1}{3} \end{cases}$$

其中

$$m = \frac{\left(\left(3I\sqrt{3}\sqrt{-2R_{b-in}T + 27L} \right) + R_{b-in}T - 27L \right) R_{b-in}^2 T^2}{R_{b-in}T}^{1/3}$$

最优效率跟踪方法

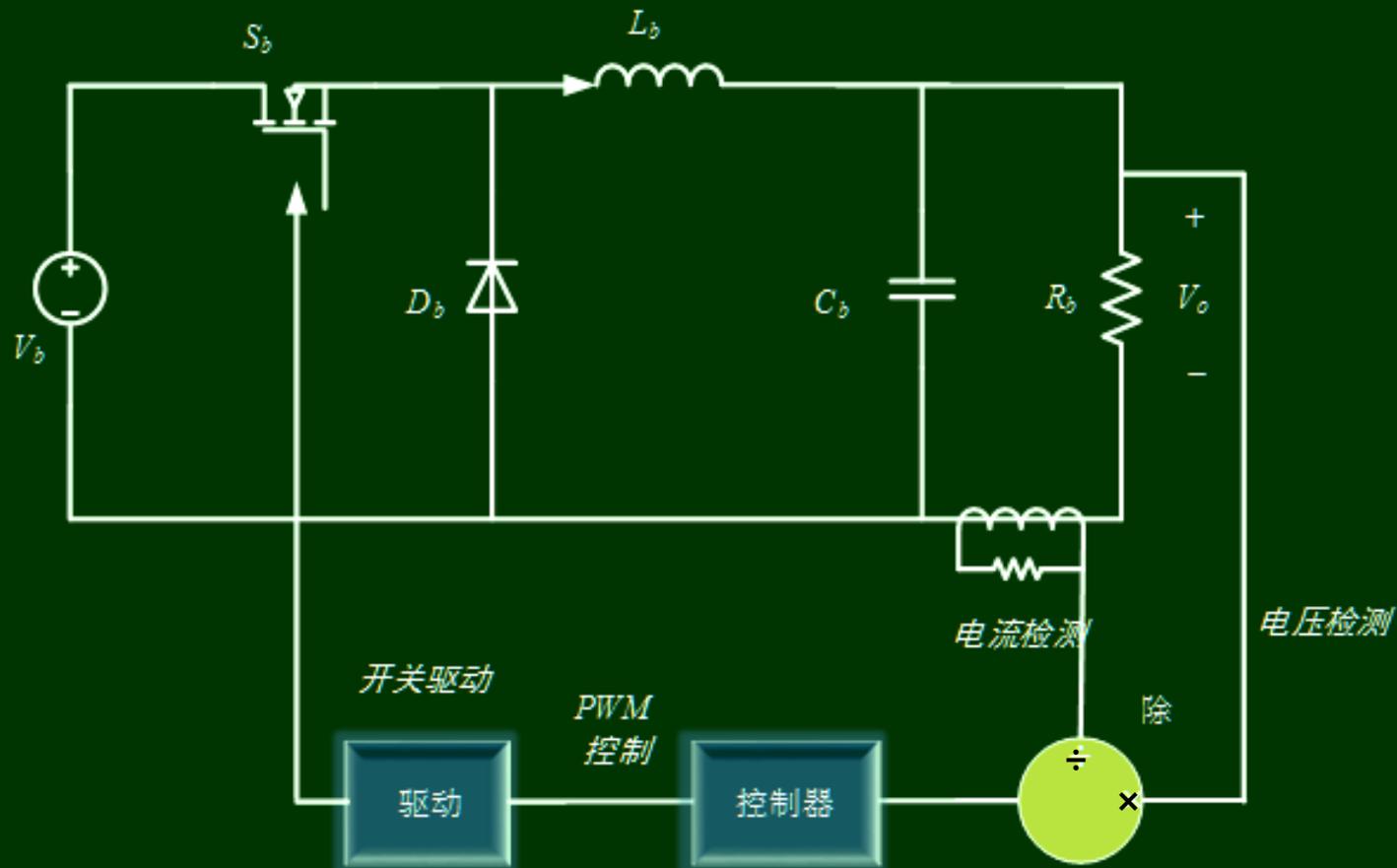
耦合系数变化下的负载范围拓展表现



较大的 k 将允许更大范围的阻抗匹配

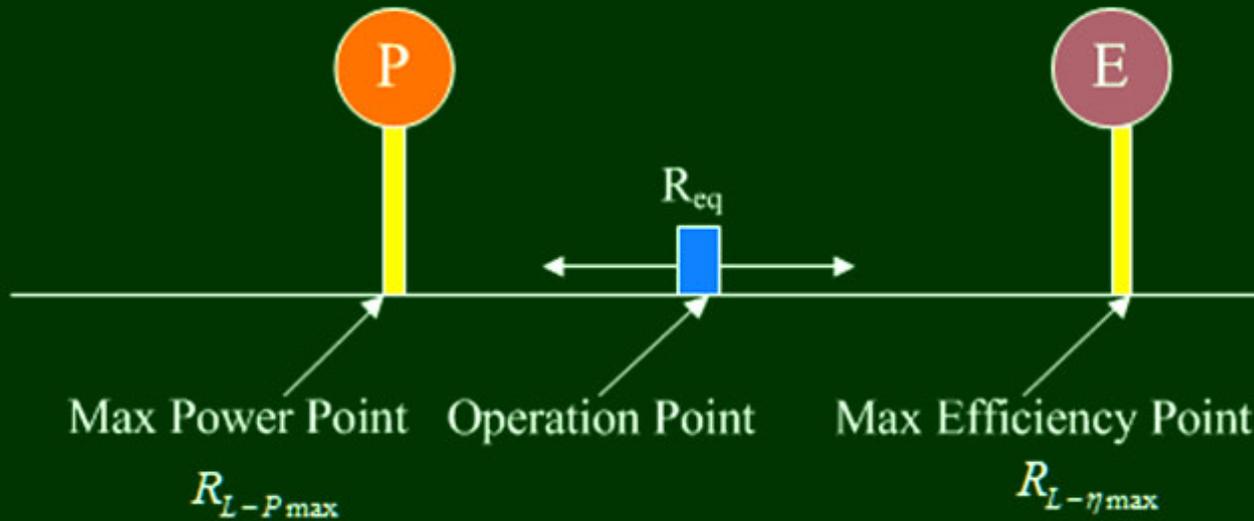
最优效率跟踪方法

系统实验结构图

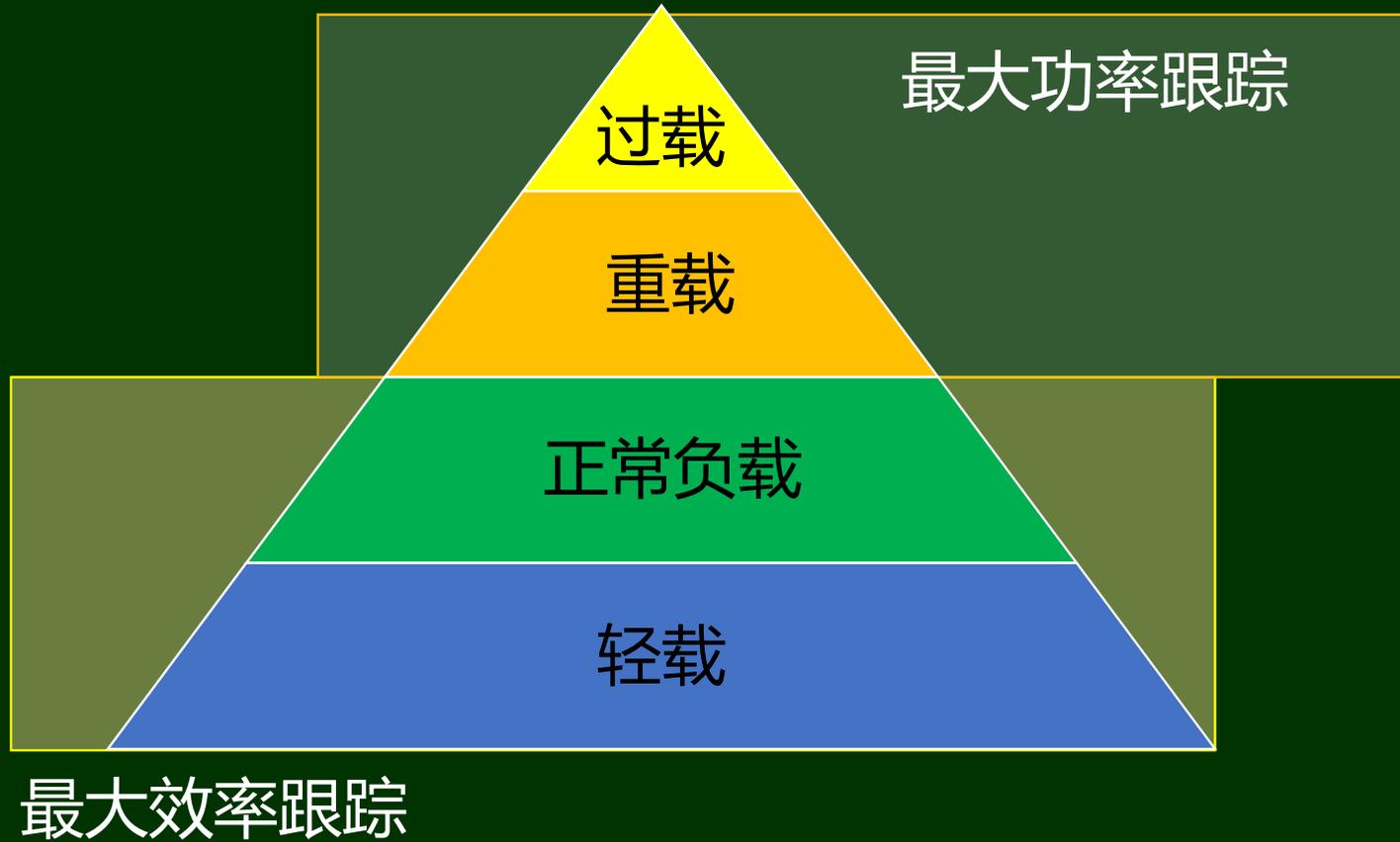


最优效率跟踪方法

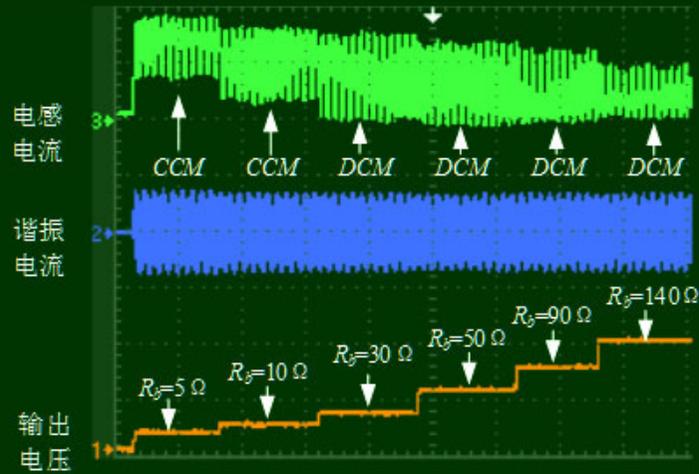
□ 智能最优性能跟踪策略



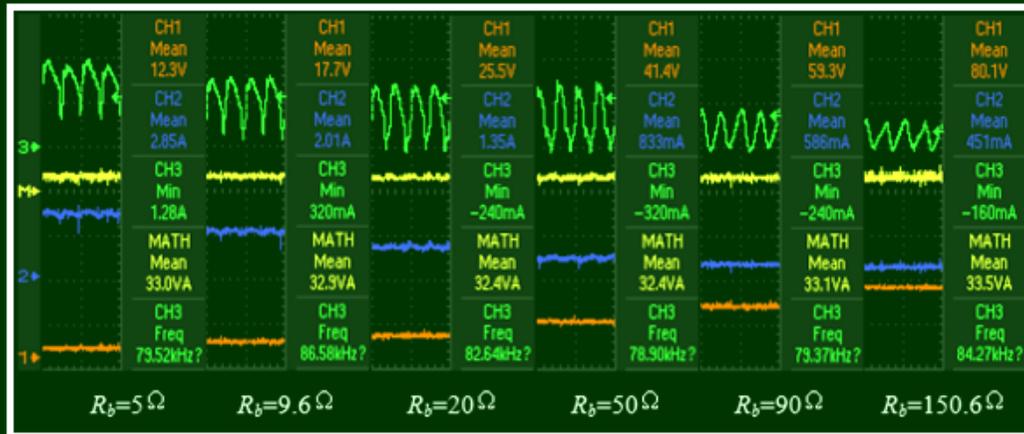
最优效率跟踪方法



最优效率跟踪方法



不同负载下的实验波形



不同负载条件下运行波形图

谢谢聆听!

Thanks for listening

戴欣 重庆大学

toybear@vip.sina.com

13883688685