

新能源汽车的动力耦合方案与优化控制 与 电动汽车的电磁兼容设计

天津大学 夏超英

2018年11月

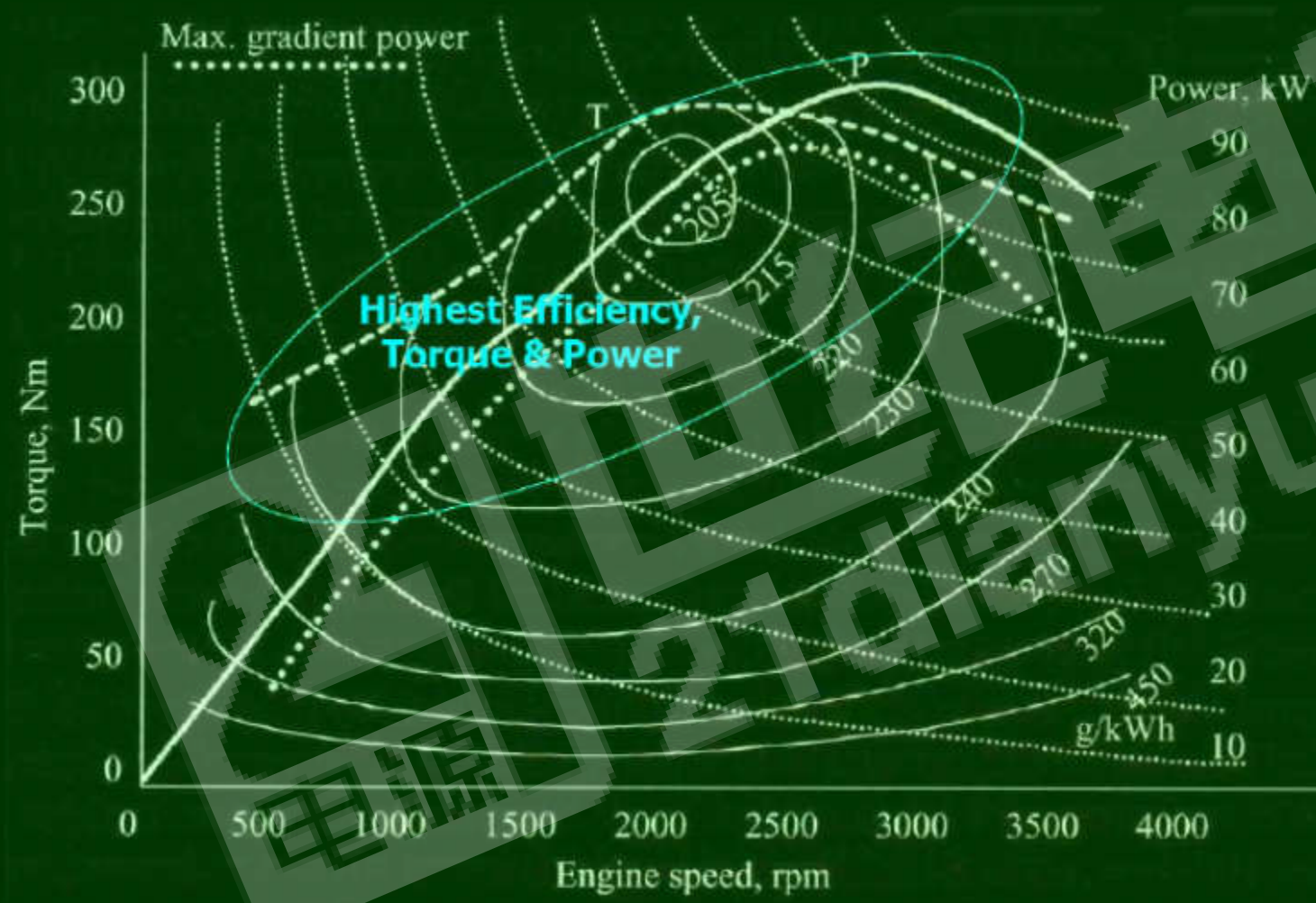
- 1、新能源汽车驱动系统的动力耦合方案
- 2、混合动力系统驱动功率的动态最优控制
- 3、电动汽车的电磁兼容设计

1、新能源汽车驱动系统的动力耦合方案

- ◆ 内燃机的驱动特性和电机的驱动特性
- ◆ 混合动力系统的动力耦合方案及特点
- ◆ 无刷无齿双转子电机动力耦合方案

- 一般车辆100公里/小时稳速行驶所需功率，只是0-100公里/小时10秒加速所需功率的6%
- 内燃机不具备过载能力，所以发动机的额定功率一般比在高速公路上巡航速度行驶时所需的功率要大许多倍
- 内燃机的高效区窄，对工作点敏感，效率在30%以下
- 无法提供制动功率，不能回收制动能量
- 单一能源，石油依赖进口，排放污染大

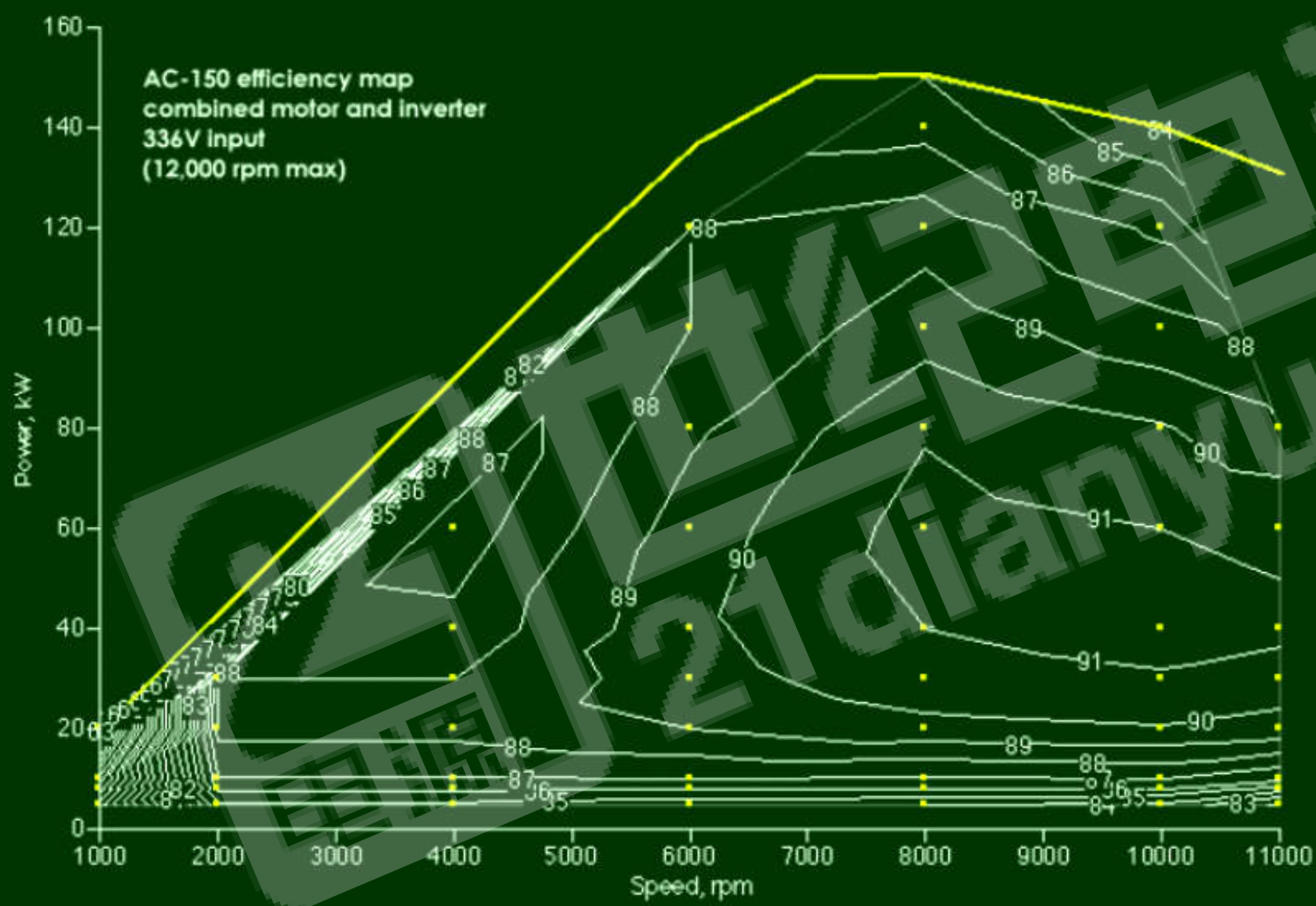
典型发动机(ICE)的驱动特性





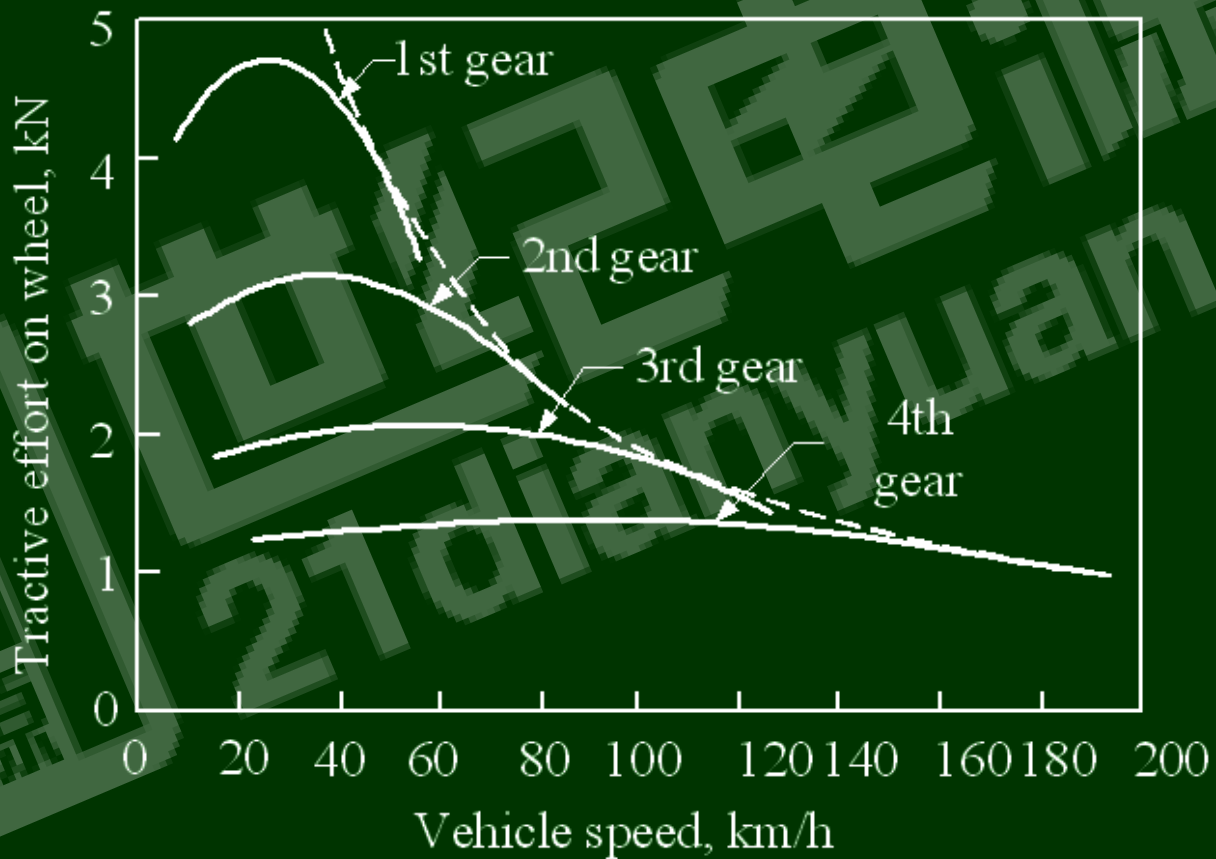
- 电机可以短时间过载，例如：
 - 30kW的额定功率（100公里/小时行驶时需要14kW，只有额定值的1/3多一点）
 - 3 倍过载(90kW) 1分钟
 - 6 倍过载(180kW) 15秒
- 电机控制系统的最高效率（电机+逆变器）容易超过90%，有宽广的高效区（永磁同步驱动系统85%的高效区超过60%）
- 四象限运行，可以提供制动功率，回收制动能量
- 可再生能源驱动，摆脱对石油的依赖

电机驱动系统的典型效率特性(MAP)



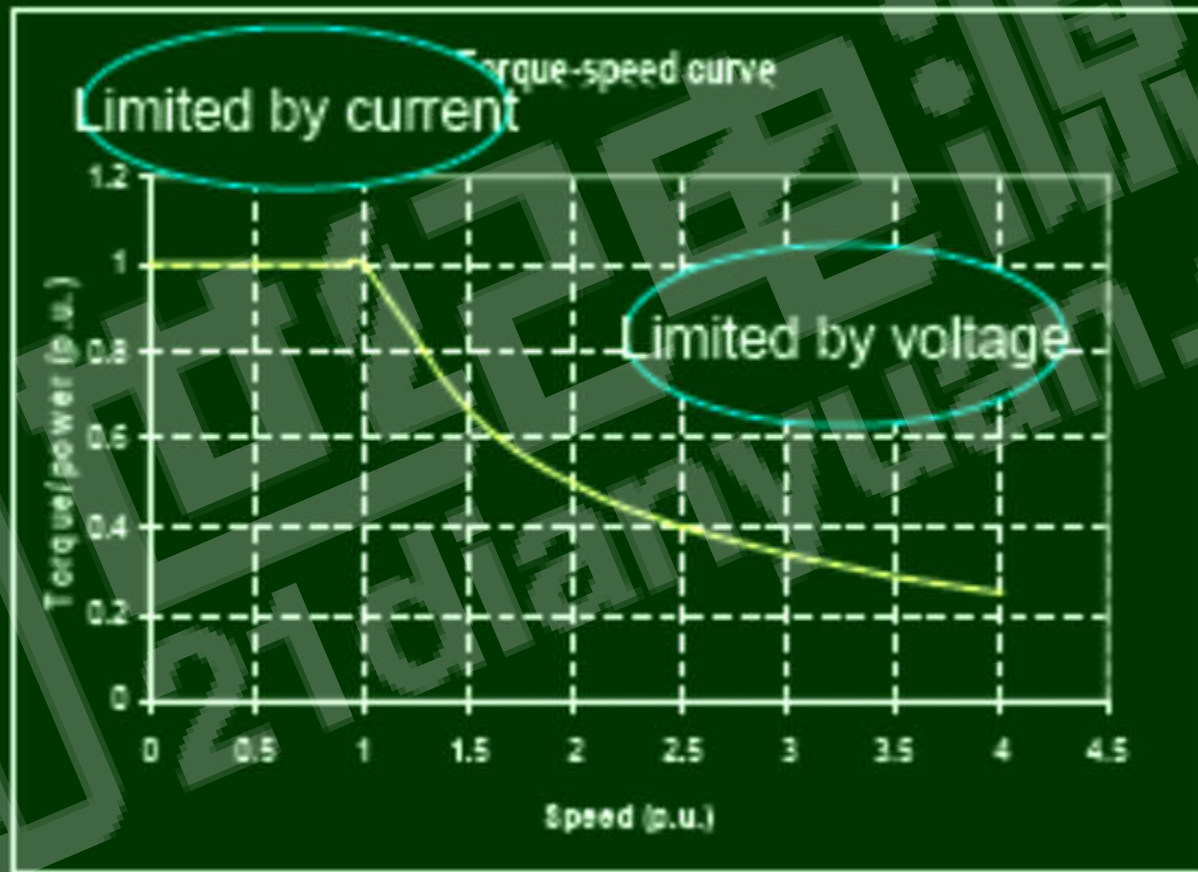
ICE的牵引能力：（牵引力的提高依赖于多档位的变速箱）

- 高档位（小变速比）来满足高速行驶的要求
- 低档位（大变速比）来提高爬坡能力



电机系统的牵引能力：（可以只使用减速箱不使用变速箱）

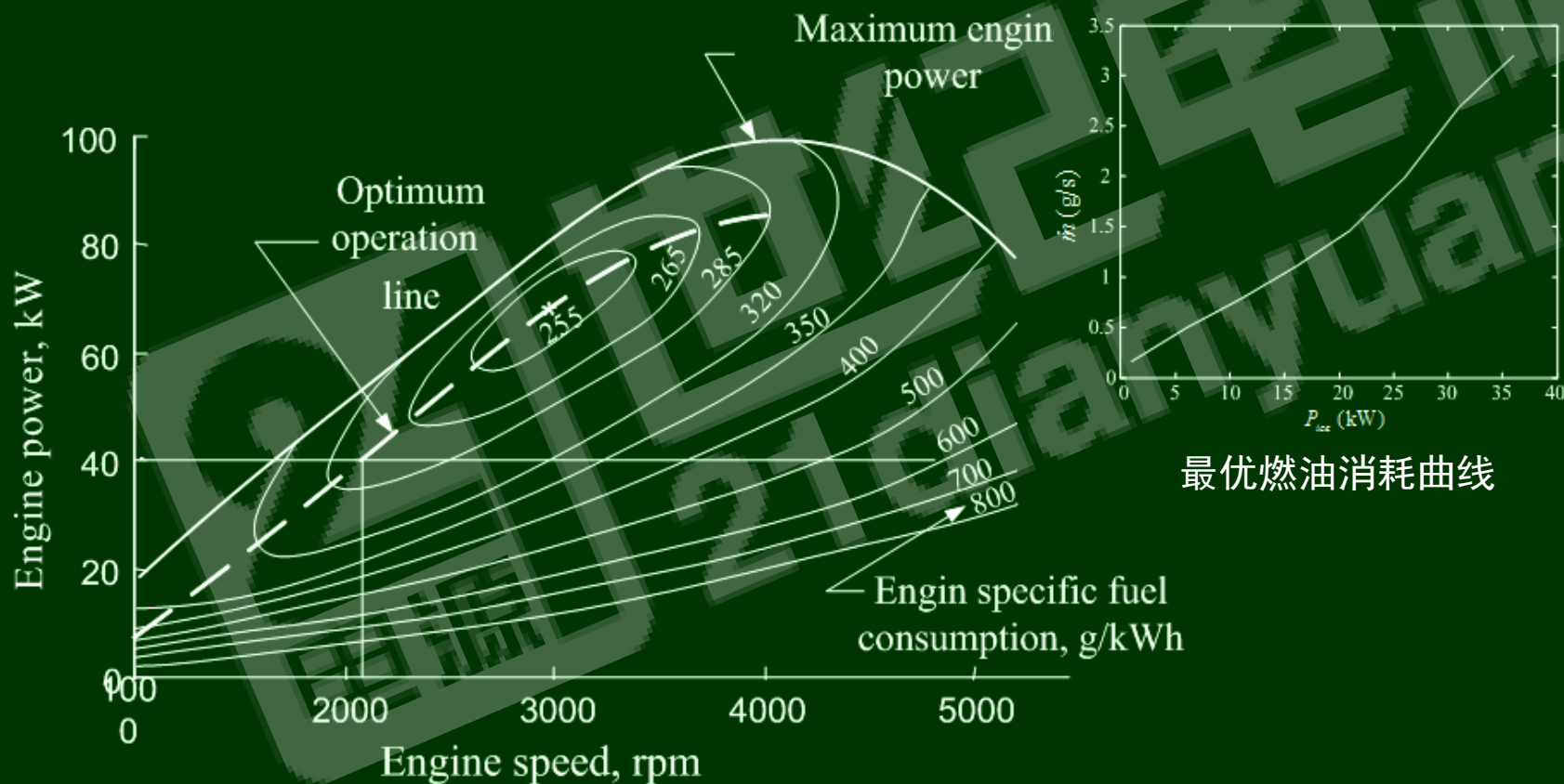
- 有希望的转速
转矩特性
- 可以通过短时间过载来满足
爬坡和高速超车的需求





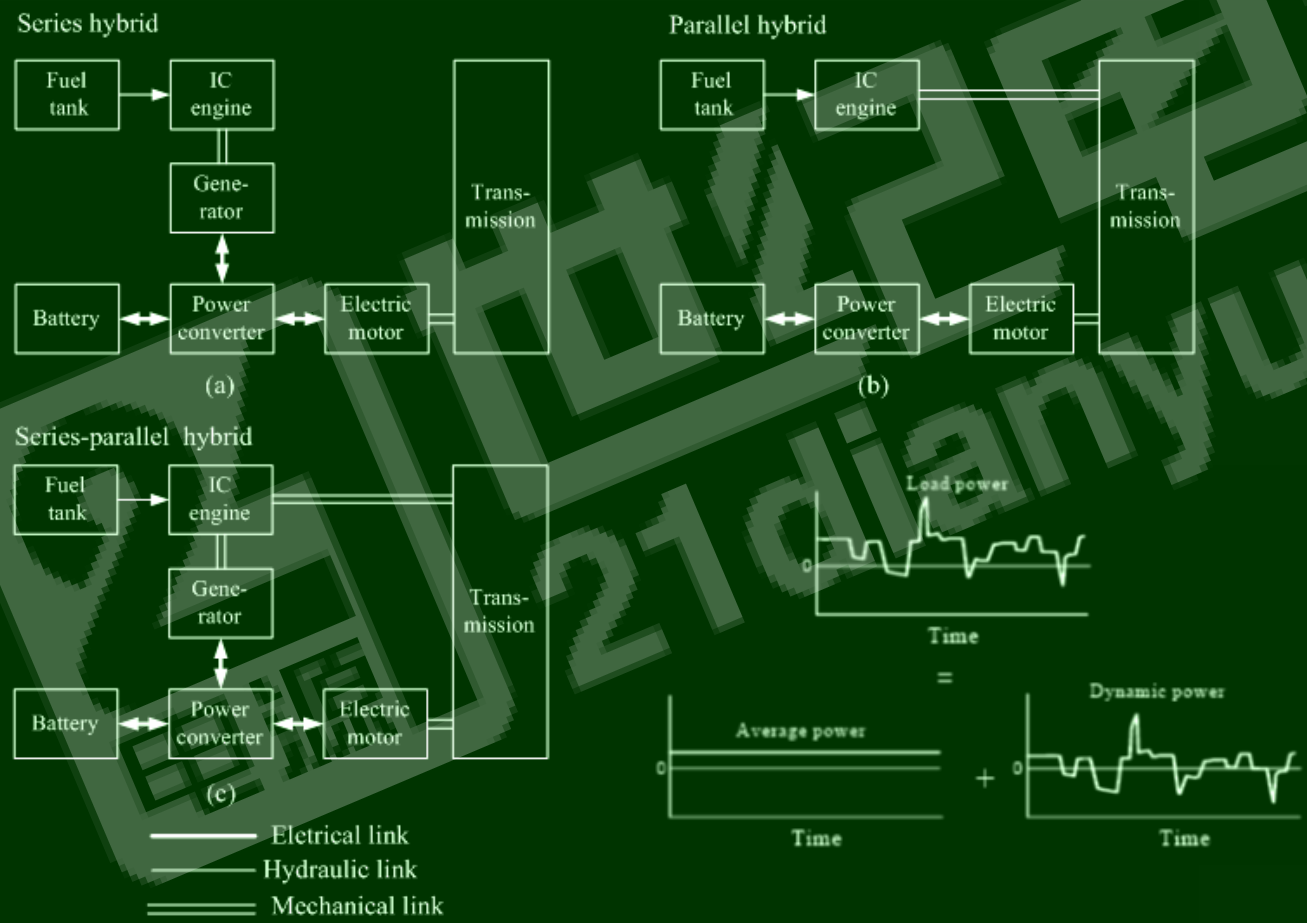
加速踏板决定转矩需求，车辆控制器结合转矩命令和车速给出需求功率，传统车辆通过对变速器速比的控制，可以使发动机工作在最优效率曲线上。那么，混合动力系统是如何工作的，为什么可以省油？

$$P_{out} = P_e$$



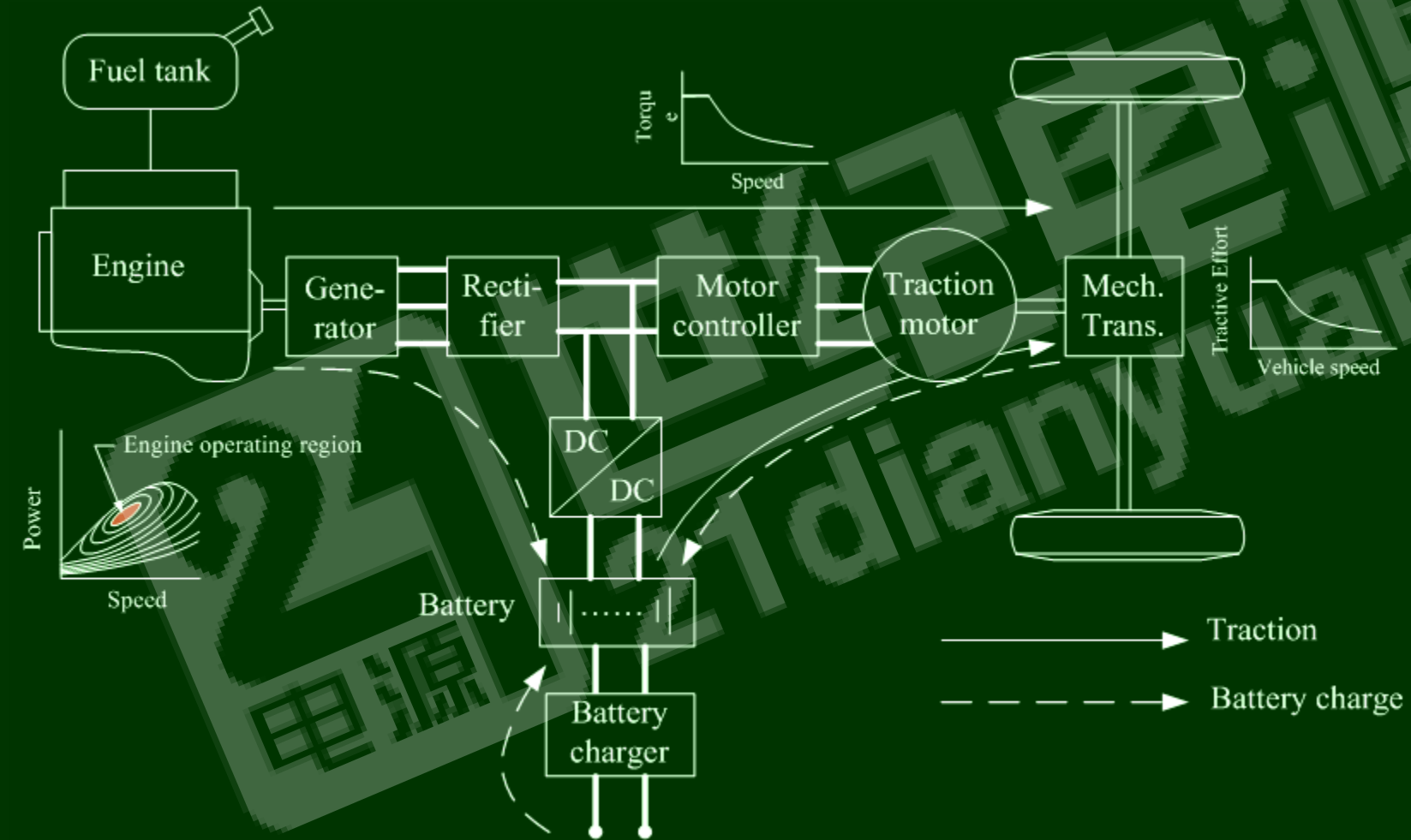


混合动力汽车有串联、并联和混联三种形式，都装备有储能单元。混合动力系统允许采用较小的发动机，能够回收制动能量，除此以外，储能单元使驾驶功率需求和发动机输出功率在时间上独立，由电机来消峰填谷，在必要的时候为电池充电，以备后用，尽量使发动机工作在高效区。然而，未来的功率需求事先无法预知，混合动力系统又如何高效地工作呢？

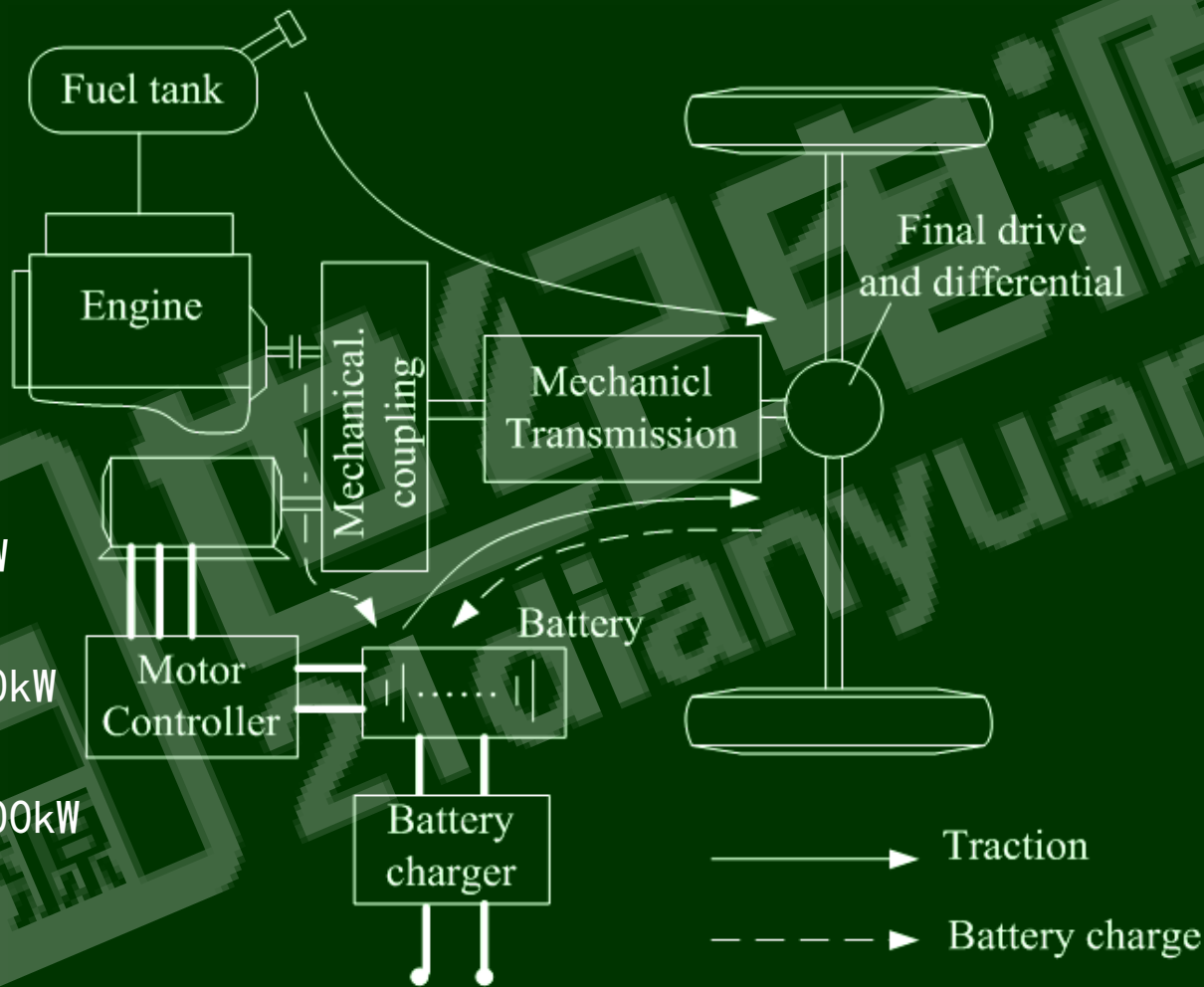




混合动力系统不同动力耦合方案的控制方法也不相同。串联混合动力可以使用较小的发动机，电耦合方式，发动机工作在开关模式下，控制简单，可以实现低排放，混合程度高，比较适合于公交大巴，但电池和驱动电机的容量大。



并联混合动力汽车中发动机和电机通过机械方式耦合，使用较小的发动机和电机，机械耦合方式，但控制方法较为复杂。



轻度混合：

电机功率2kW to 10kW

中度混合:

电机功率 10kW to 30kW

全混合：

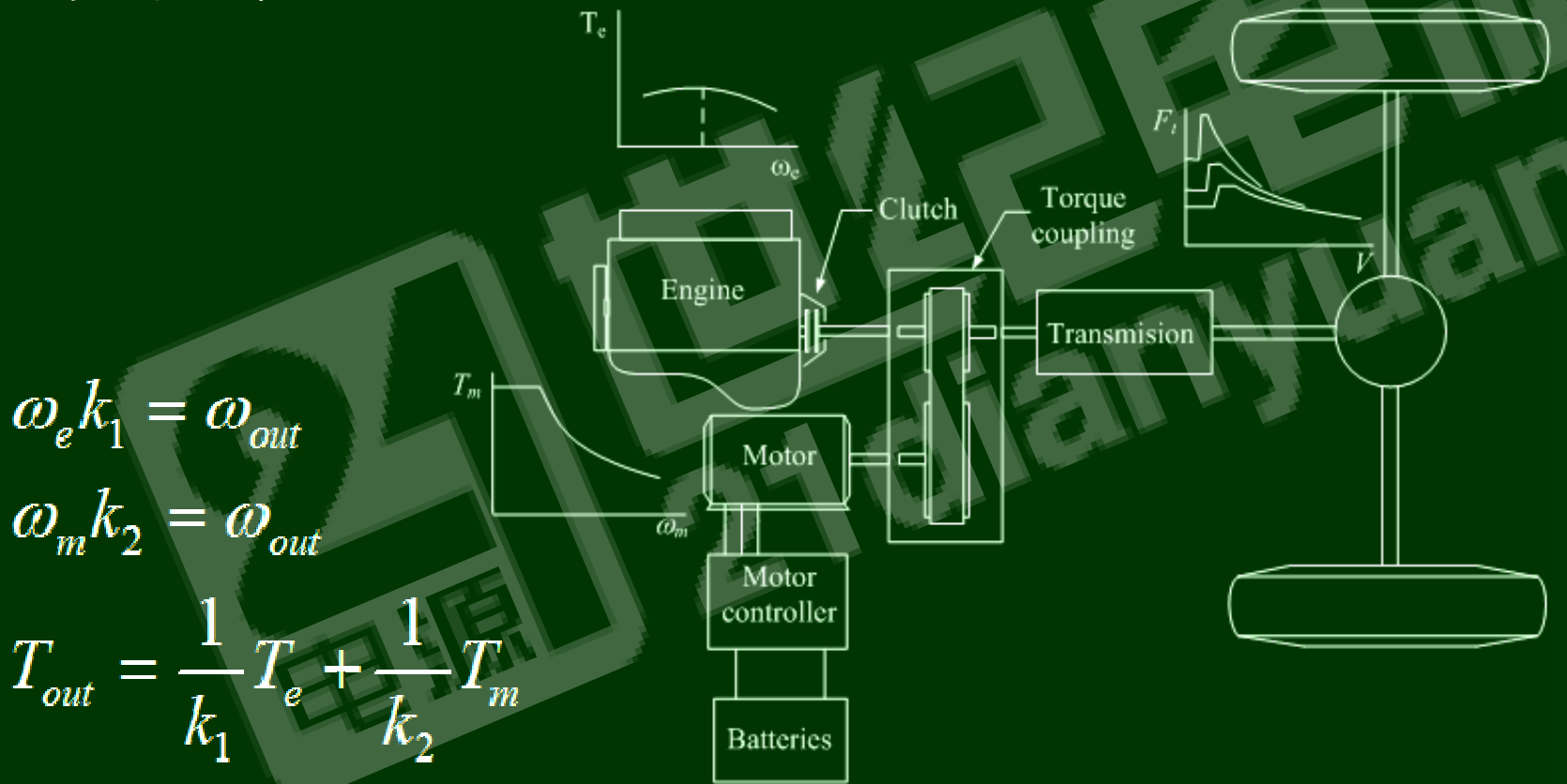
电机功率 30kW to 100kW

重混合:

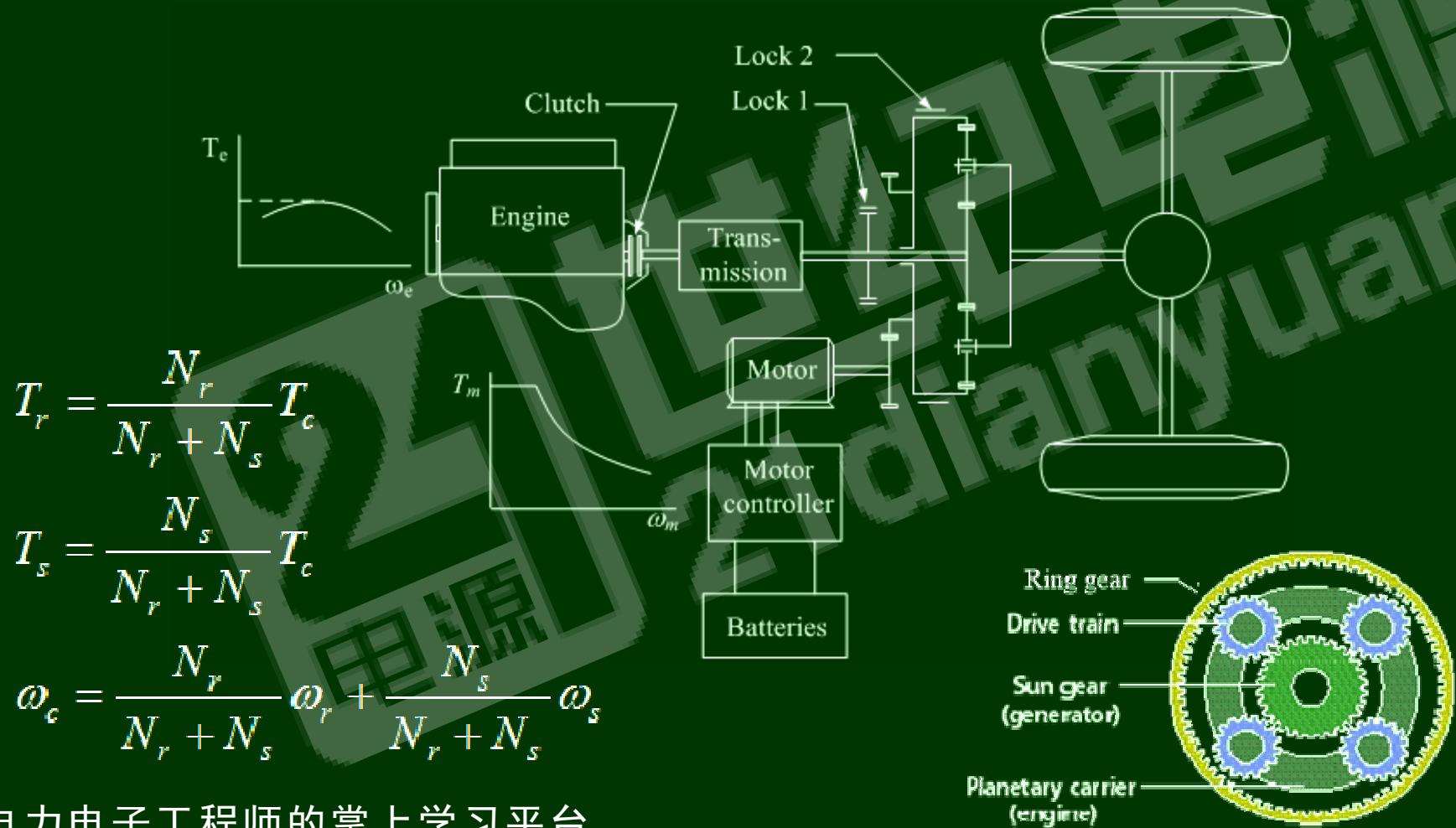
电机功率 >100kW



转矩耦合方式可以在发动机和电机间自由地分配转矩，但转速由车速和减速比决定，因为有储能环节，发动机功率 P_{ice} 和驱动功率 P_{out} （它由踏板转矩命令和车速共同决定的）分离，可以不相等，发动机功率、电机功率 P_{motor} 间满足 $P_{out}=P_{ice}+P_{motor}$ ，但控制单元（ECU）的最优控制算法，只能在发动机转矩方向上寻求最优解。



转速耦合方式可以在发动机和电机间自由地分配转速，因为转矩由总驱动转矩需求和行星齿轮的设计参数决定，因为有储能环节，发动机功率和驱动功率分离，可以不相等，发动机功率、电机功率 P_{motor} 间满足 $P_{out}=P_{ice}+P_{motor}$ ，但控制单元（ECU）的最优控制算法，只能在发动机转速方向上寻求最优解。



Ring gear

Planetary carrier

Sun gear

Engine

Generator

Motor

Battery

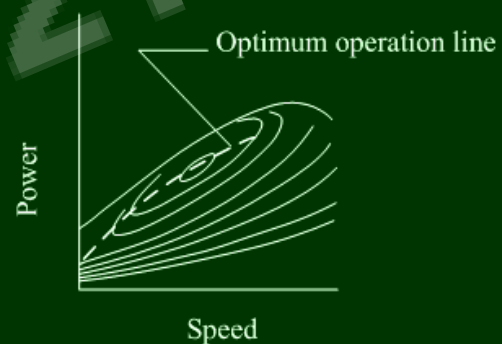
$T_{ice}, \omega_{ice}, P_{ice}$

T_{gen}, ω_{gen}

T_{mot}, ω_{mot}

P_{ess}

Optimum operation line





使用双转子电机使发动机的工作转速和转矩车速去耦，发动机工作在最佳工作点上。满足 $P_{out}=P_{ice}+P_{motor}$ 的要求，同时实现功率的最优分配。

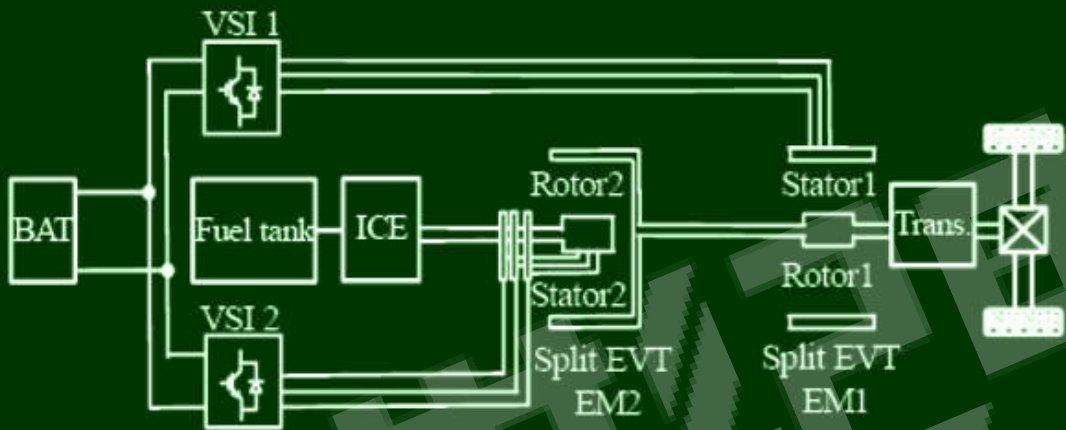


Fig. 1 Hybrid Electric Vehicle using a split EVT

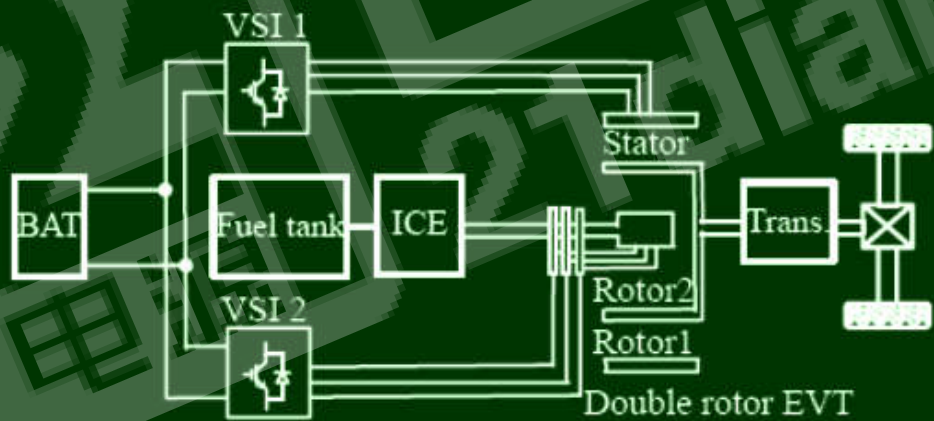
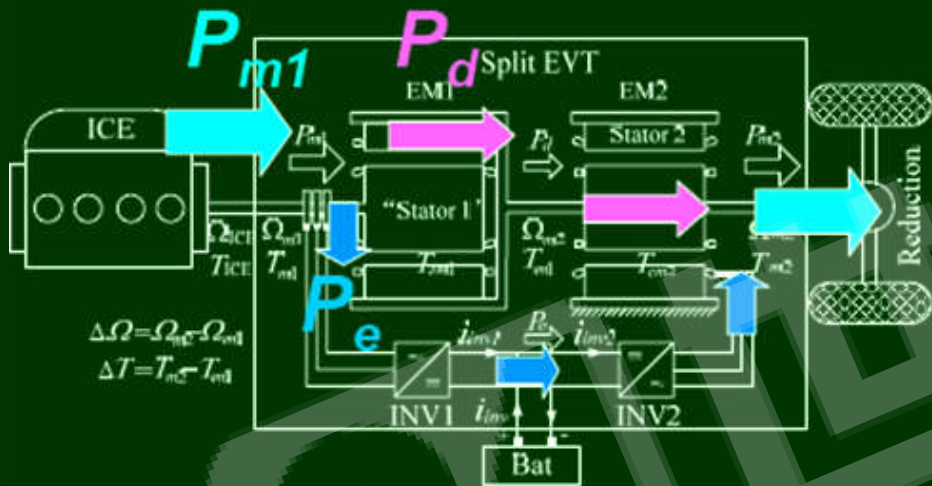


Fig. 2 Hybrid Electric Vehicle using a Double rotor EVT

- Principle -

— CVT mode



$$P_{m1} = P_d + P_e$$

$$\Omega_{m1} T_{m1} = \Omega_{m2} T_{m1} + (\Omega_{m1} - \Omega_{m2}) T_{m1}$$

$$T_{m2} = T_{m1} + \frac{P_e}{\Omega_{m2}} = T_{m1} + \frac{(\Omega_{m1} - \Omega_{m2})}{\Omega_{m2}} T_{m1}$$

$$= \frac{\Omega_{m1}}{\Omega_{m2}} T_{m1} = i \cdot T_{m1}$$

i -- CVT ratio. *infinite*

A HEV with a split EVT

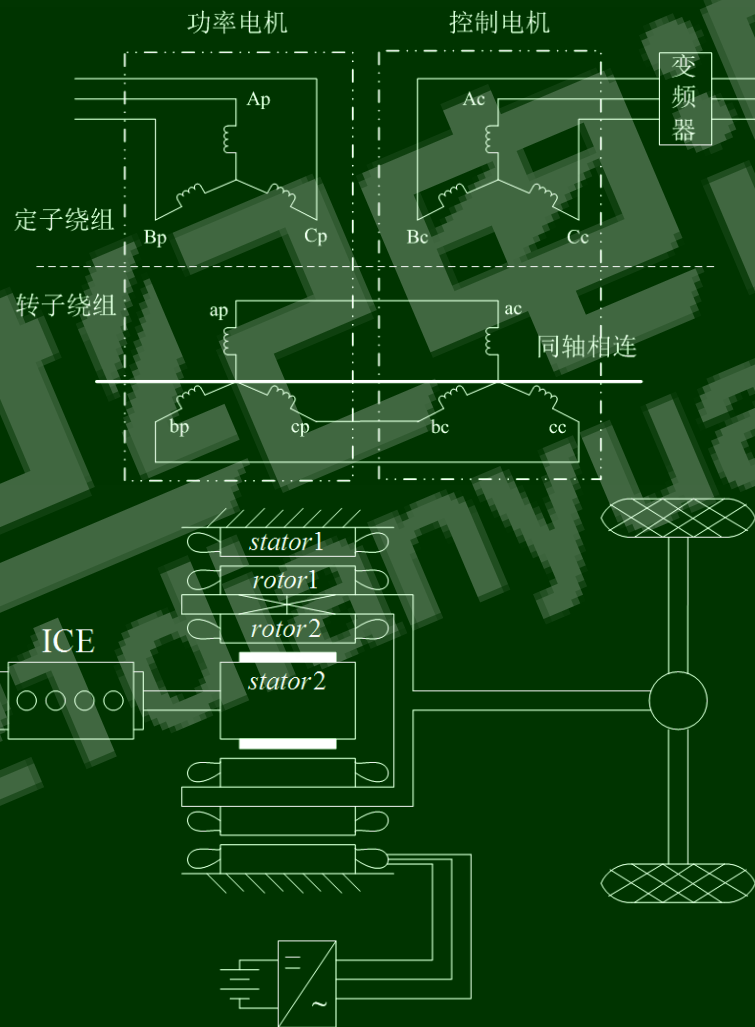
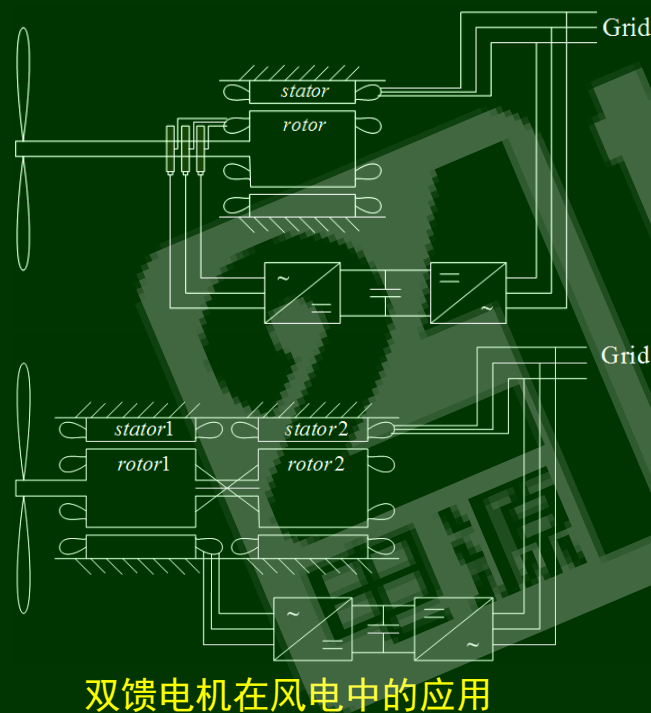
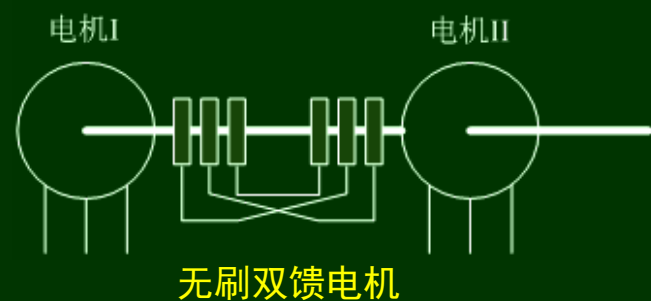
— Other modes

ISG, Regenerative braking...

Issues

-- Dynamic control, HEV control strategy, Reliability, etc

使用无刷双馈电机也可以实现在发动机和电机间自由地分配转矩和转速，实现功率的最优分配值，使发动机的工作点在最优特性曲线上。无刷且只用一台控制器。





- 1、新能源汽车驱动系统的动力耦合方案
- 2、混合动力系统驱动功率的动态最优控制
- 3、电动汽车的电磁兼容设计

2、混合动力系统驱动功率的动态最优控制

- ◆ 让发动机和电机工作在最优工作点上，这是静态优化问题。不同于静态优化，动态最优控制解决混合动力系统的功率动态分配控制问题，即何时在什么情况下用发动机的剩余功率为电池充电，以备后用；何时在什么情况下电池要腾出容量，来接收制动功率，以消峰填谷，使燃油消耗达到最小
- ◆ 动态最优控制要做到瞻前顾后，运行工况需要事先预知，控制方法难以满足实时控制的要求
- ◆ 为解决这一问题，已有的典型成果，我们的工作



根据最优控制理论（最小值原理PMP）决定功率的分配
（功率需求由电池SOC和车辆驾驶需求共同决定），满足：

$$P_{req} = P_{ice} + P_{ess}$$

控制指标，燃油消耗最小：

$$\min J = \int_{t_0}^{t_f} \dot{m}(t) dt$$

发动机和电机只需考虑静态效率MAP，
电池等效为电压源和等效内阻的串联
（电量保持型，和SOC无关）：

$$P_{bat}(t) = VI(t) - I^2(t)R$$

$$\frac{d(\text{SOC}(t))}{dt} = -\frac{V - \sqrt{V^2 - 4RP_{ess}(t)/\eta_m^p}}{2RQ}$$

同时满足约束：

$$\text{SOC}(t_f) = \text{SOC}(t_0)$$

于是有哈密顿函数：

$$H = \lambda(P_{req}(t) - P_{ess}(t)) - \lambda \times \frac{V(V - \sqrt{V^2 - 4RP_{ess}(t)/\eta_m^p})}{2R}$$

协态变量满足（电能消耗与燃油消耗的
等效因子，它是常数，但与工况有关）：

$$\lambda = -\frac{\partial H}{\partial(E \cdot \text{SOC})} = 0, \quad E = QV$$

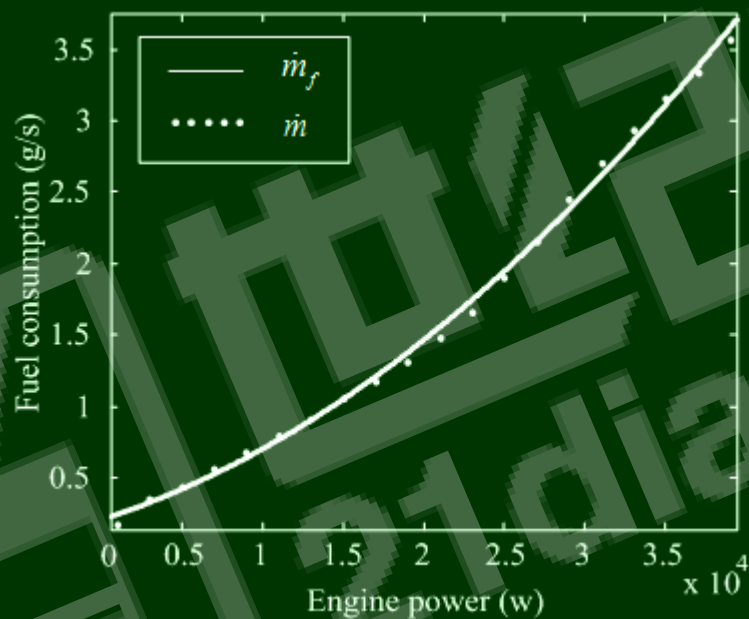
最优控制为（每一个控制周期需要在
可行域内逐点寻优）：

$$P_{ess}(t) = \min_{\substack{P_{ess_min} \leq P_{ess} \leq P_{ess_max} \\ 0 \leq P_{ice} = P_{req} - P_{ess} \leq P_{ice_max}}} H$$

我们的工作，用二次型最优控制理论解决混合动力系统的动态功率分配问题，具体内容如下：

第一步，将发动机的最佳燃油消耗近似表示成发动机功率的二次函数：

$$\dot{m}_f = d_2 P_{ice}^2 + d_1 P_{ice} + d_0$$



第二步，将最优化指标用二次型积分性能指标表示：

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} \left[\gamma (E \cdot \text{SOC}_{ref} - E \cdot \text{SOC}(t))^2 + \dot{m}_f \right] dt$$



将约束条件 $P_{req}(t) = P_{ice}(t) + P_{ess}(t)$ 代入有：

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} \left[\gamma (E \cdot SOC_{ref} - E \cdot SOC(t))^2 + \left(d_2 (P_{req}(t) - P_{ess}(t))^2 + d_1 (P_{req}(t) - P_{ess}(t)) + d_0 \right) \right] dt$$

$$= \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} \left[\gamma (E \cdot SOC_{ref} - E \cdot SOC(t))^2 + d_2 \left(\frac{d_2 P_{req}(t) + d_1/2}{d_2} - P_{ess}(t) \right)^2 - \frac{(d_2 P_{req}(t) + d_1/2)^2}{d_2} + d_2 P_{req}^2(t) + d_1 P_{req}(t) + d_0 \right] dt$$

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} \left[\gamma (E \cdot SOC_{ref} - E \cdot SOC(t))^2 + d_2 \left(\frac{d_2 P_{req}(t) + d_1/2}{d_2} - P_{ess}(t) \right)^2 \right] dt$$

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} \left(q (x^* - x)^2 + r (u^* - u)^2 \right) dt$$

$$\text{其中： } q = \gamma, \quad r = d_2, \quad u^* = \frac{d_2 P_{req}(t) + d_1/2}{d_2}, \quad x^* = ESOC^* \quad u = P_{ess}$$



第四步，定义一个扩展的二次型最优控制问题，并得到它的解。

状态方程：
$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t)$$

性能指标：
$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} \left((\mathbf{x}^* - \mathbf{x})^T \mathbf{Q} (\mathbf{x}^* - \mathbf{x}) + (\mathbf{u}^* - \mathbf{u})^T \mathbf{R} (\mathbf{u}^* - \mathbf{u}) \right) dt$$

最优控制问题的解为：
$$\mathbf{u} = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{K} \mathbf{x} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{g} + \mathbf{u}^*$$

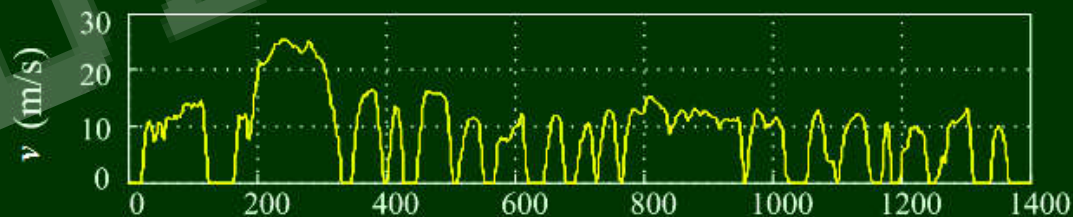
矩阵 $\mathbf{K}$ 满足的黎卡提方程及末端条件：
$$\dot{\mathbf{K}} + \mathbf{A}^T \mathbf{K} + \mathbf{K} \mathbf{A} - \mathbf{K} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{K} + \mathbf{Q} = 0$$

(末端边值问题，工况需要事先已知) $\mathbf{K}(t_f) = 0$

伴随向量 $\mathbf{g}$ 满足的方程及末端条件：
$$\dot{\mathbf{g}} = -(\mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{K})^T \mathbf{g} - \mathbf{Q} \mathbf{x}^* + \mathbf{K} \mathbf{B} \mathbf{u}^*$$

(末端边值问题，工况需要事先已知) $\mathbf{g}(t_f) = 0$

下面来考虑如何解
决实时性问题。



UDD城市工况车速曲线

在我们的具体问题中，用电池电机系统的平均效率得到线性化充放电模型：

$$\frac{d(E \cdot \text{SOC}(t))}{dt} = -\frac{P_{ess}(t)}{\eta_{bat}^p \eta_m^p} \rightarrow \dot{x} = ax + bu$$

$$x = E \cdot \text{SOC}(t), a = 0, b = -\frac{1}{\eta_{bat}^p \eta_m^p}, u = P_{ess}(t)$$

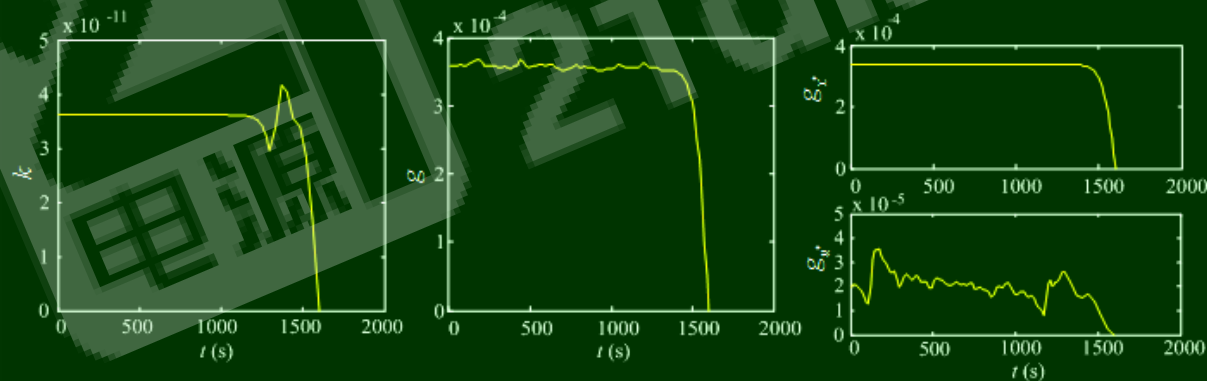
最优控制问题的解为：

$$u = -b(kx - g) / r + u^*$$

k 满足的黎卡提方程及末端条件为： $\dot{k} - b^2 k^2 / r + q = 0, \quad k(t_f) = 0$

g 满足的方程及末端条件为： $\dot{g} = (b^2 k / r)g - qx^* + bku^*, \quad g(t_f) = 0$

根据二次型最优控制理论的知识知道 k 在大部分时间为常数，而在本问题中， g 由对 u^* 和 x^* 逆时间方向的滤波运算得到





最后一步，将驾驶需求看成是稳定随机过程，逆时间方向的滤波运算用顺时间方向的滤波替代，得到可以实时实现的最优功率分配控制算法。

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} \left[\gamma (E \cdot \text{SOC}_{ref} - E \cdot \text{SOC}(t))^2 + n \right] dt$$

$$n = d_2 P_{ice}^2 + d_1 P_{ice} + d_0$$

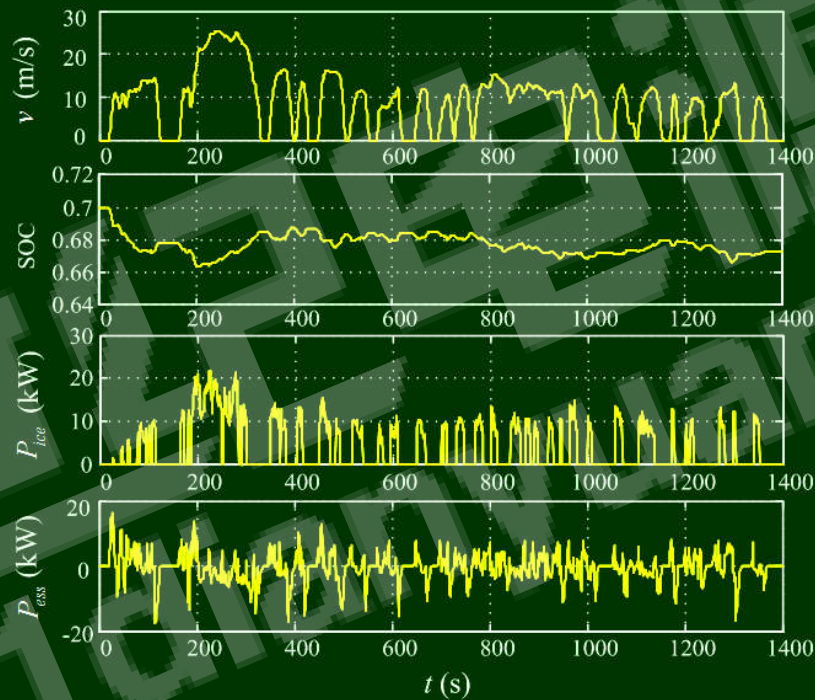
$$\frac{d(E \cdot \text{SOC}(t))}{dt} = -\frac{P_{ess}(t)}{\eta_{bat}^p \eta_m^p}$$

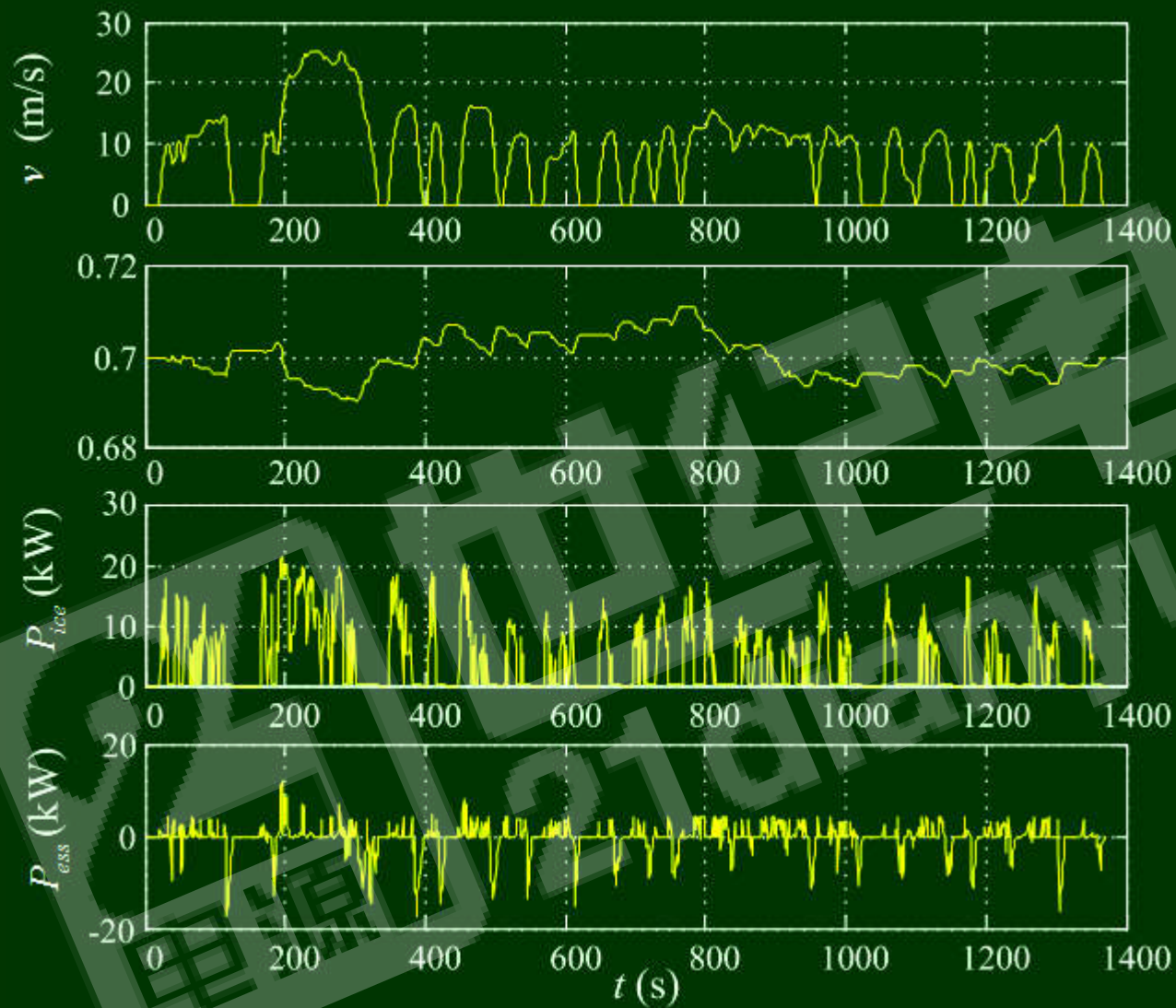
$$P_{req} = P_{ice} + P_{ess}$$

$$T \frac{d\bar{u}^*(t)}{dt} + \bar{u}^*(t) = u^*(t), \quad \bar{u}^*(t_0) = \frac{d_1}{2d_2}$$

$$T = -\sqrt{d_2/q}/b = \eta_{bat} \eta_m \sqrt{d_2/q} > 0$$

$$\begin{aligned} P_{ess}(t) &= u(t) = -b(k(t)x(t) - g(t))/r + u^*(t) \\ &\approx -b(kx(t) - g_{x^*} - g_{u^*}(t))/r + u^*(t) \\ &\approx \sqrt{\frac{q}{r}}(x(t) - x^*) - \bar{u}^* + u^*(t) \end{aligned}$$





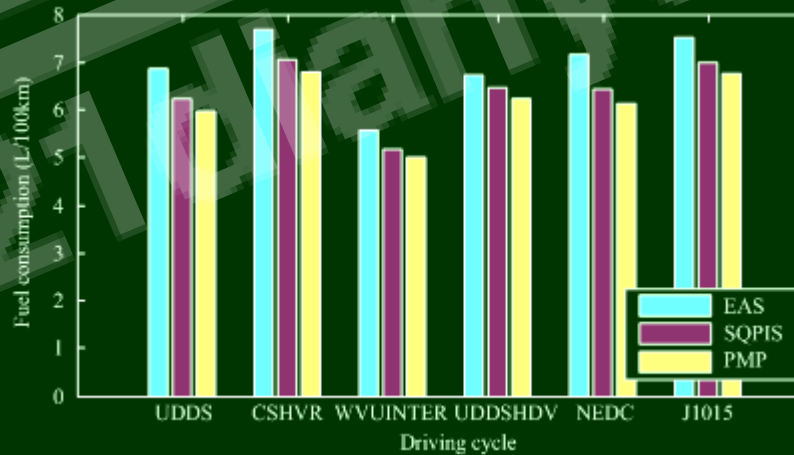
The simulation result of PMP-based strategy

Table 1 (a). Simulation results of EAS, SQPIS and PMP-based strategy

Driving cycle	EAS		SQPIS		PMP		
	Fuel consumption (L/100km)		Fuel consumption (L/100km)		Fuel consumption (L/100km)		
UDDS	6.8702	0.6621	6.2383	0.6733	5.9727	0.7002	-6.2450e-5
CSHVR	7.6730	0.6715	7.0484	0.6690	6.8004	0.6957	-6.2051e-5
WVUINTER	5.5695	0.6531	5.1778	0.6677	5.0076	0.7020	-6.7419e-5
UDDSHDV	6.7263	0.7010	6.4482	0.6850	6.2225	0.7026	-6.3410e-5
NEDC	7.1581	0.7133	6.4233	0.6898	6.1391	0.6940	-6.7342e-5
J1015	7.5271	0.6967	6.9753	0.6882	6.7514	0.6979	-6.2760e-5

Table 1(b). Idle times of EAS, SQPIS and PMP-based strategy

Driving cycle	EAS (s)	SQPIS (s)	PMP (s)
UDDS	1074	860	838
CSHVR	1522	1382	1308
WVUINTER	950	777	636
UDDSHDV	790	726	685
NEDC	892	737	702
J1015	551	477	482



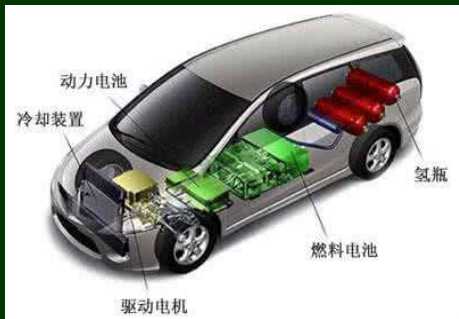


- 1、新能源汽车驱动系统的动力耦合方案
- 2、混合动力系统驱动功率的动态最优控制
- 3、电动汽车的电磁兼容设计



未来的汽车将是电子信息与新能源技术为主导的智慧车辆

新能源、电驱动

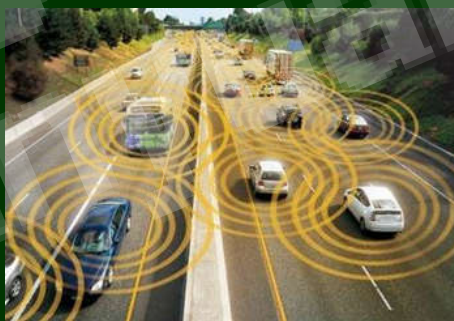


未来的汽车不仅仅是代步工具，它是人们生活和工作的平台和方式，是一种文化。

自动监控、自动驾驶



网络化、信息共享



智能交通

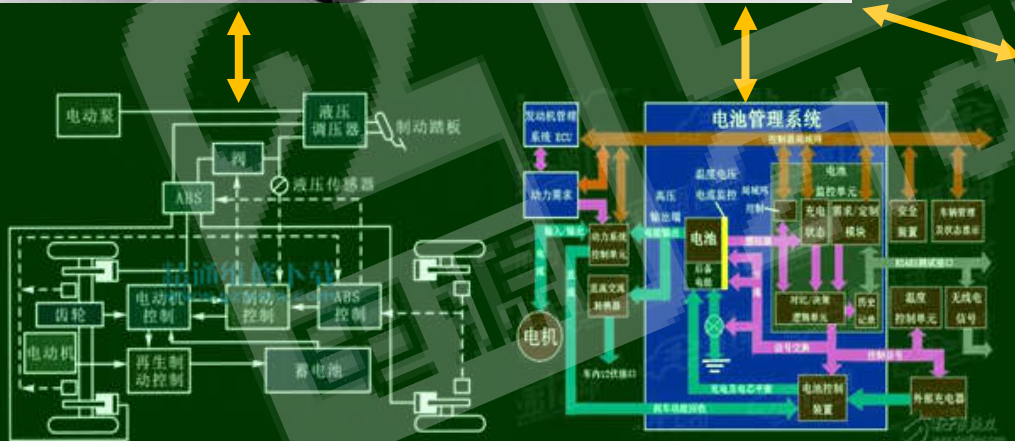
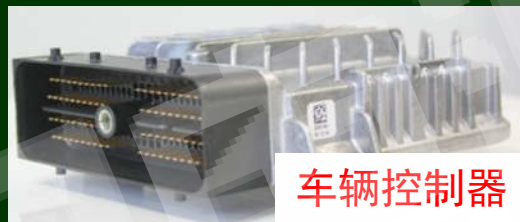


未来的汽车是装了四个轮子的计算机。





新能源+电驱动+电子信息化、智能化=现代汽车（电磁环境问题亟待解决）



驱动控制系统

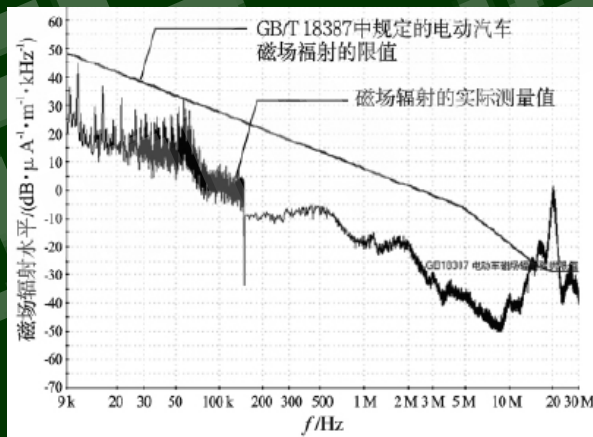
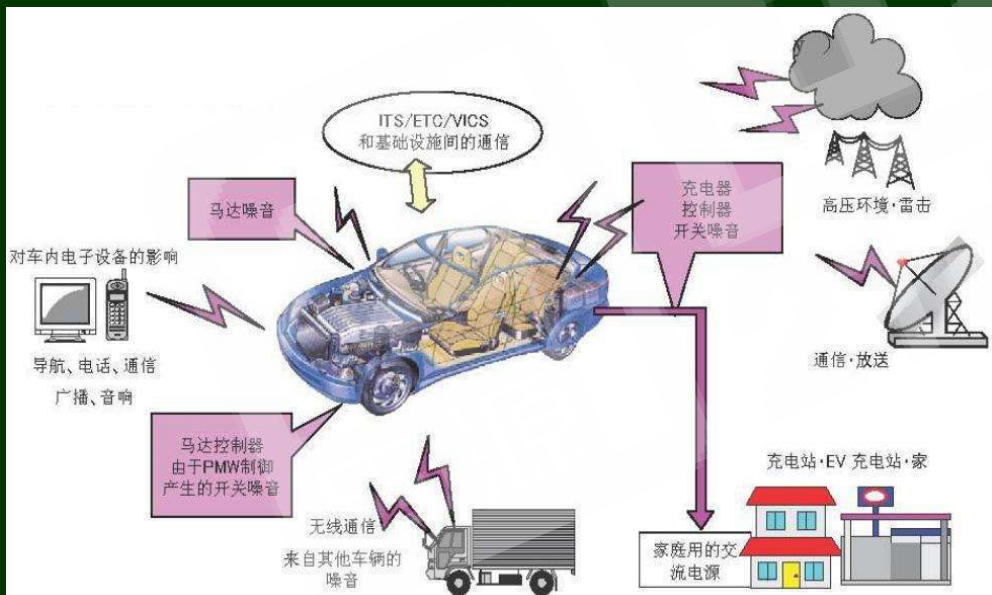
电池管理系统



CAN网络

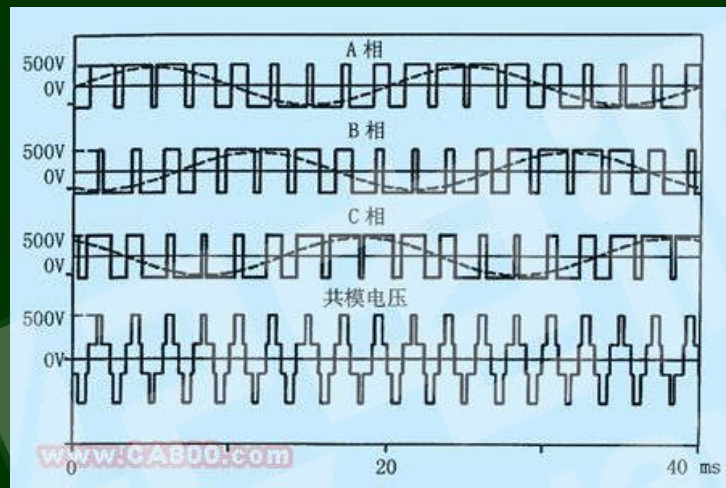
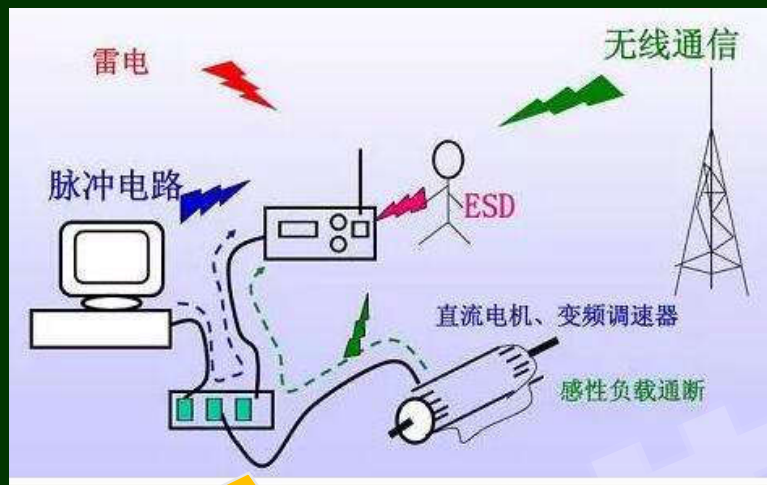
电动汽车的电磁兼容设计

- 共模干扰源及耦合途径
- 共模干扰的抑制
- 差模干扰源及耦合途径
- 差模干扰的抑制
- 长线传输引起的过电压及解决方案
- 其他的降扰和抗扰措施

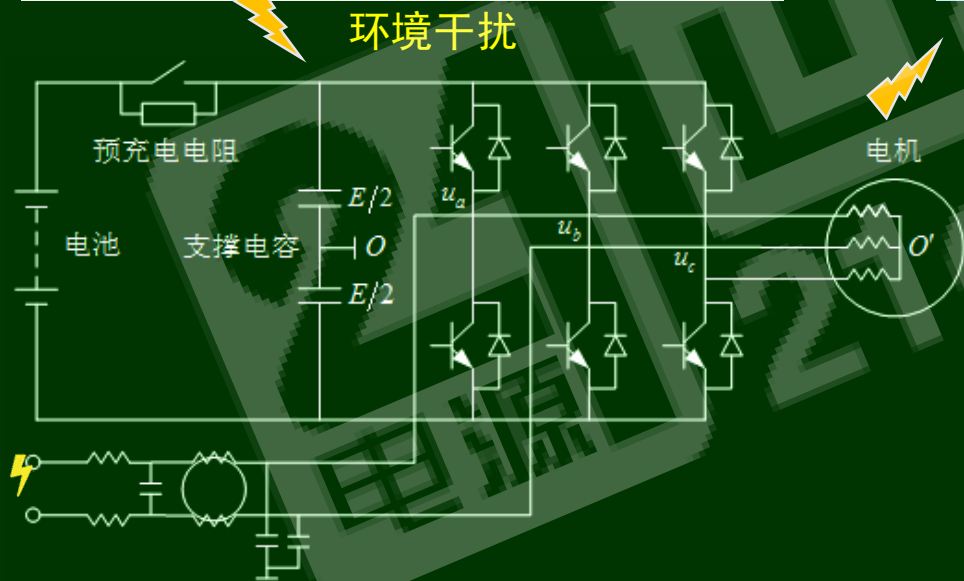


ITS (智能交通系统)
ETC (电子收费系统)
VICS (道路交通情报通信系统)

共模干扰源及耦合途径



逆变器的脉宽调制输出电压 U_{ao} , U_{bo} , U_{co} 和共模电压 $U_{oo'}$

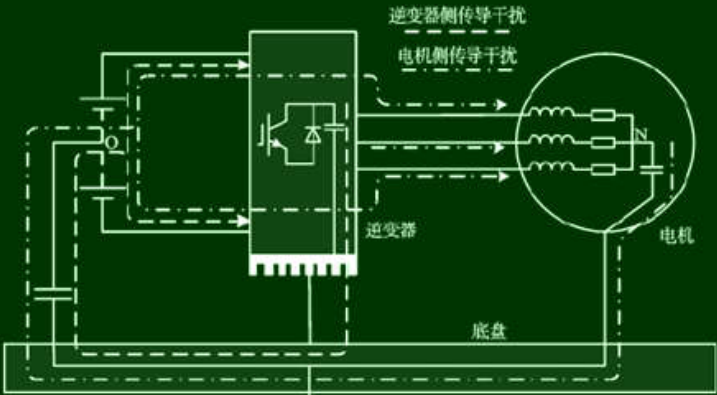


电池、逆变器、电机、充电机系统的共模干扰

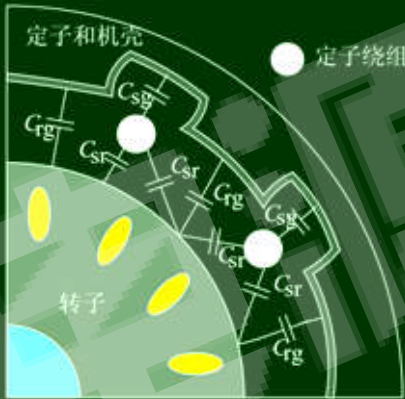
车身静电、混合动力系统发动机的电火花等



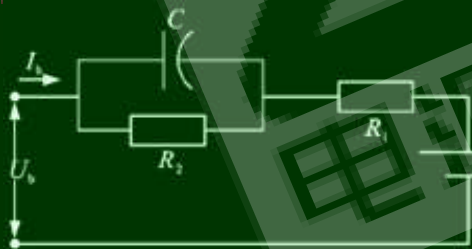
共模干扰源及耦合途径



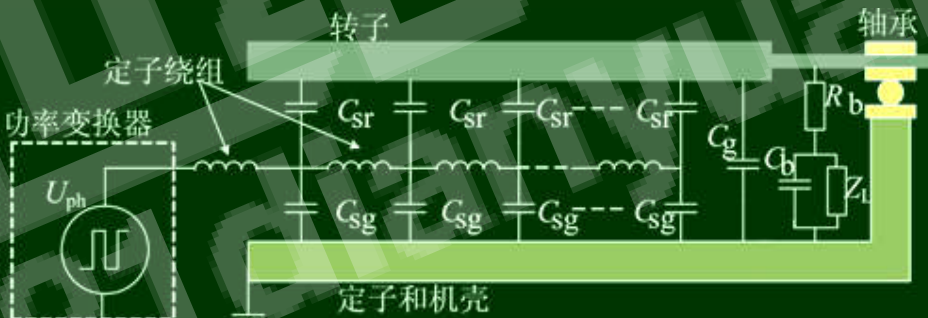
逆变器电机系统共模干扰电流流经路径



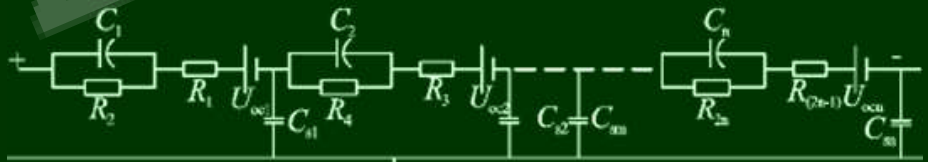
电机内部寄生参数简图



电池模型



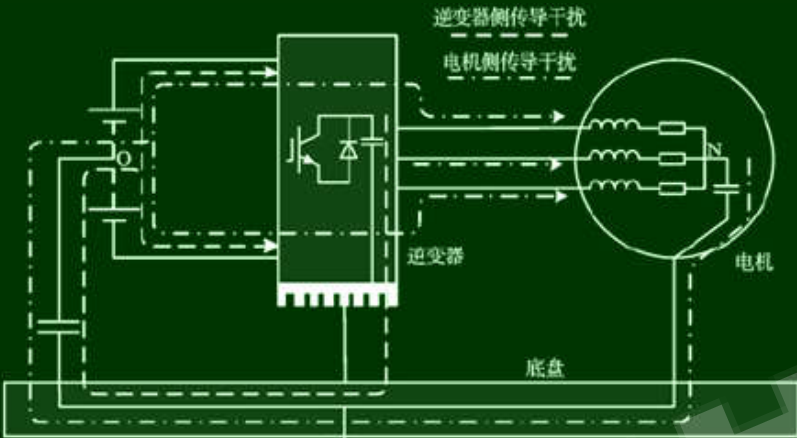
电机高频电容耦合模型



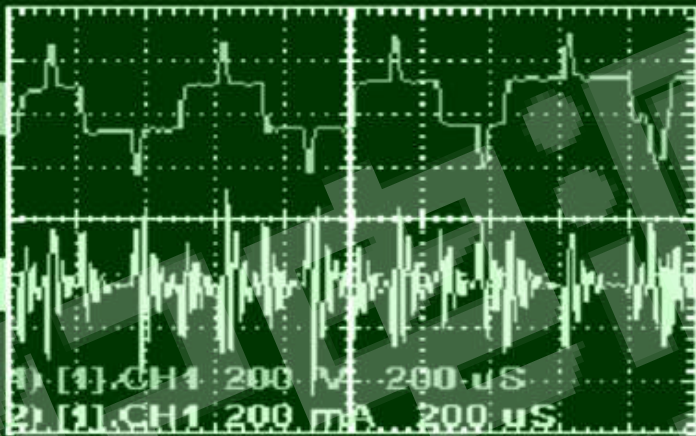
电池组对底盘的分布电容模型



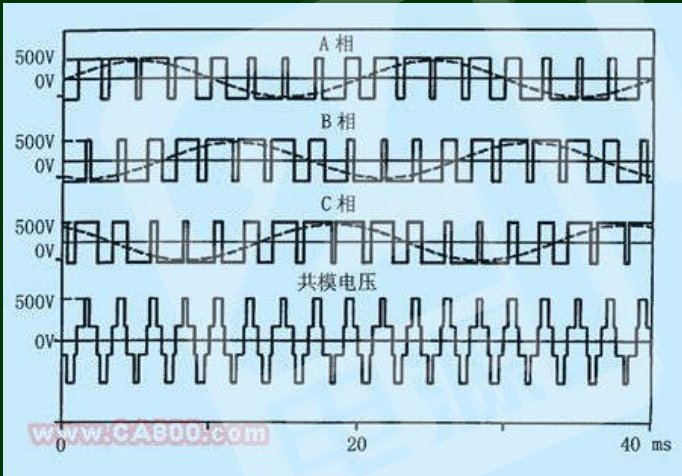
共模干扰源及耦合途径



逆变器电机系统共模干扰电流流经路径



逆变器的共模电压和电流



逆变器的脉宽调制输出电压 U_{ao} , U_{bo} , U_{co} 和共模电压 U_{No}

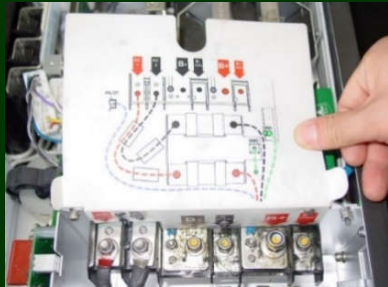


叠加了共模高频电流的逆变器三相输出电流

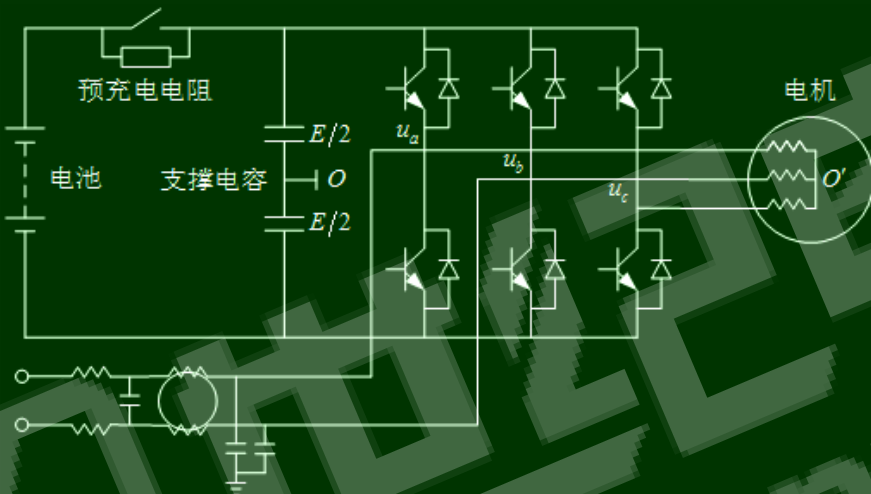


共模干扰的抑制

抑制措施的要点：阻断、就近旁路、屏蔽和耗散。



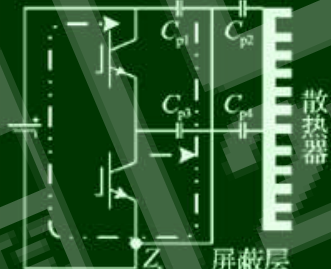
电池包和车身间加二次绝缘，减小分布电容，增加绝缘，减小容性和阻性耦合（阻断）。



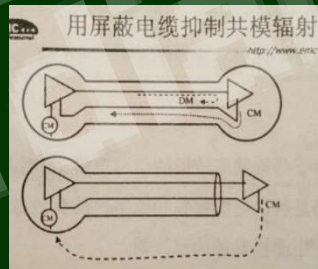
逆变器三相输出线上穿有很多磁环，增加共模阻抗，抑制共模干扰电流（阻断）。



为抑制来自电网干扰，在充电接口加有共模和差模抑制电感和共模和差模旁路X和Y安规电容（阻断，就近旁路）。



功率管与散热器间加屏蔽层，屏蔽层与功率管及散热器间绝缘，接到电池的负（就近旁路）。

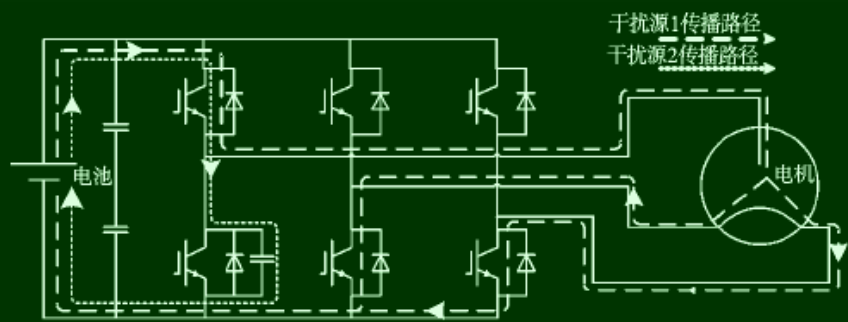


屏蔽动力电缆，屏蔽层通过航插与控制器外壳搭接，减小辐射干扰（就近旁路，屏蔽）。



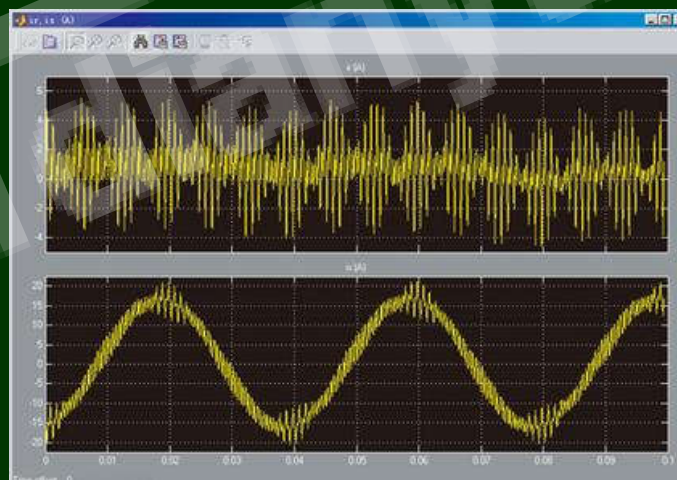
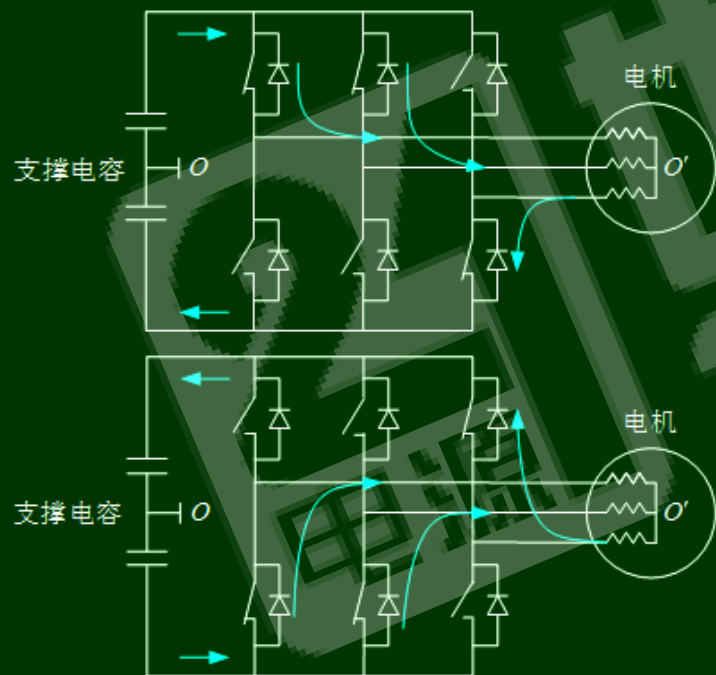
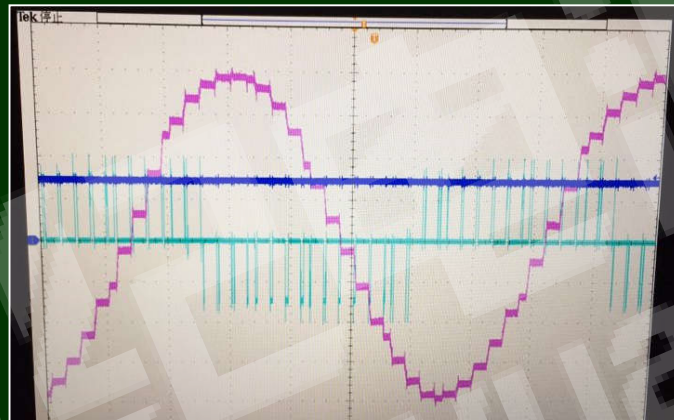
电机和车身间加二次绝缘，减小分布电容，增加绝缘，减小容性和阻性耦合（阻断）。

差模干扰源及耦合途径



电机驱动系统差模电流流通过程

IGBT开关动作改变电流的通路，在主回路寄生电感上感生电压。

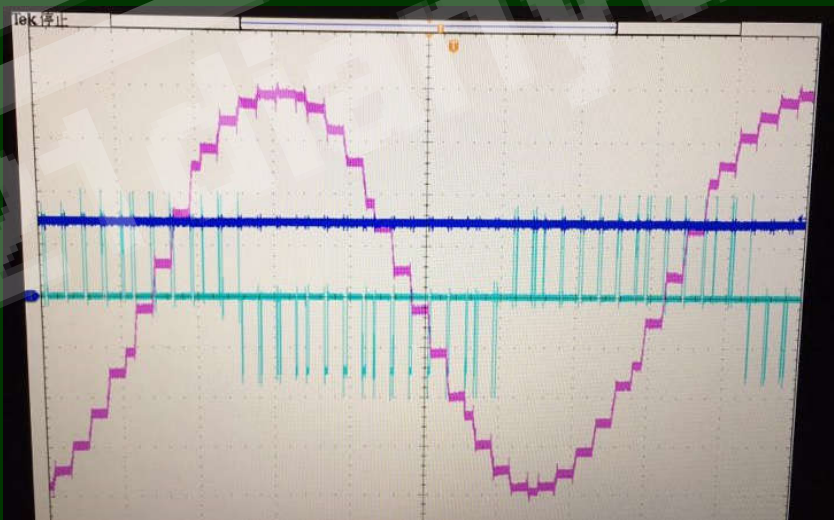
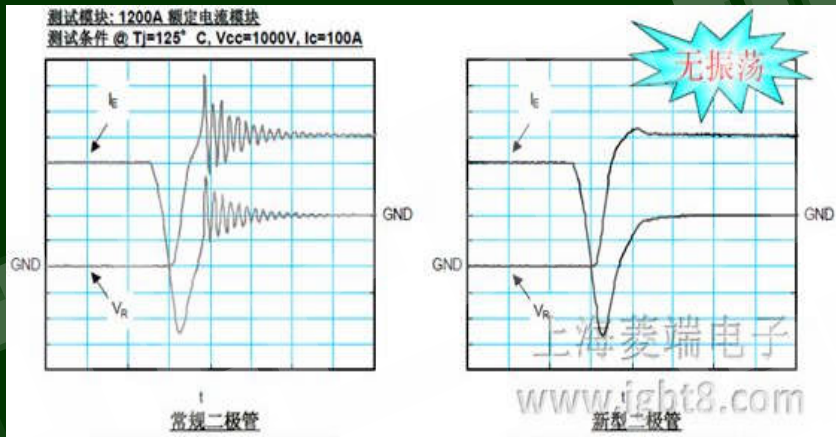
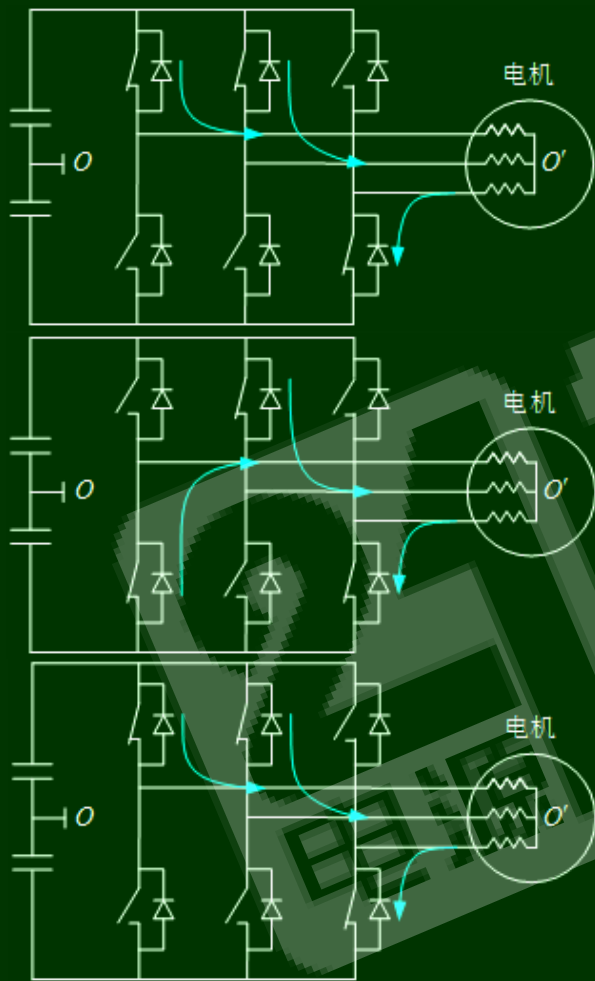


逆变器的输出电流和主回路直流电压上的高频分量



差模干扰源及耦合途径

IGBT开关改变电流的通路，续流二极管反向恢复特性带来高频振荡环流。

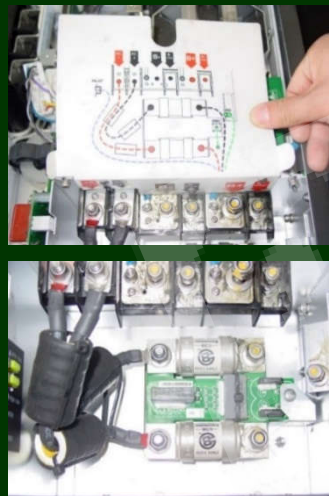




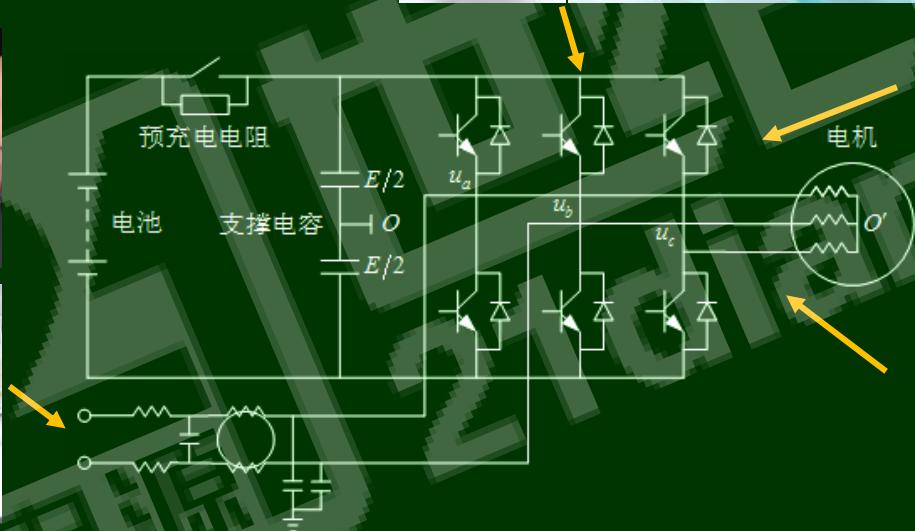
差模干扰的抑制

抑制措施的要点依然是：阻断、就近旁路、屏蔽和耗散。

铜排、膜电容、吸收电路（snubber）作用主要是保护功率器件，抑制主回路脉冲电流产生的高压。其中，膜电容可以吸收大部分的脉冲电流，避免这些电流流向电池，高频大电流经长电缆流通会造成很大的电磁辐射干扰，容值选取应在故障、主接触器断开时，能够吸收电机绕组存储的电感，电压在规定范围内（就近旁路）。



为抑制来自电网干扰，在充电接口加有共模和差模抑制电感和共模和差模旁路X和Y安规电容（阻断，就近旁路）。



屏蔽动力电缆，屏蔽层通过航插与控制器外壳搭接，减小辐射干扰（就近旁路，屏蔽）。

动力输出线上穿有很多磁环，增加差模阻抗，抑制差模干扰电流（阻断）。





长线传输引起的过电压及解决方案

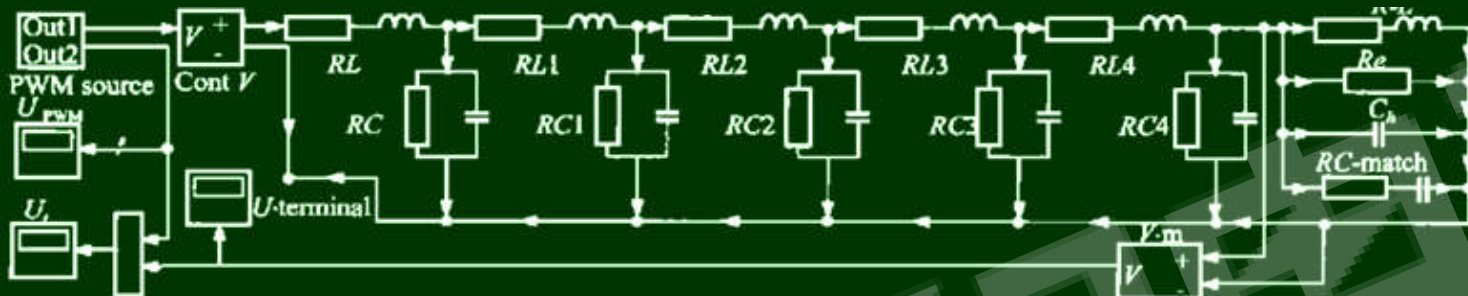
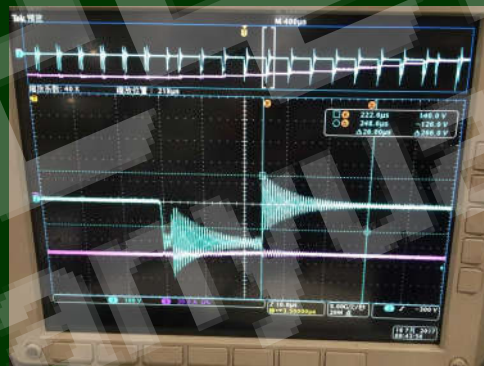
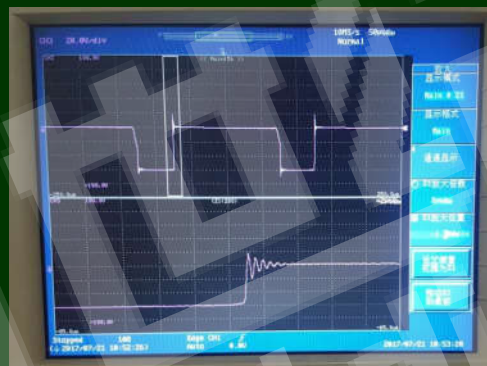


Fig. 2 Repeated reflection steps.



长线传输引起的过电压及解决方案

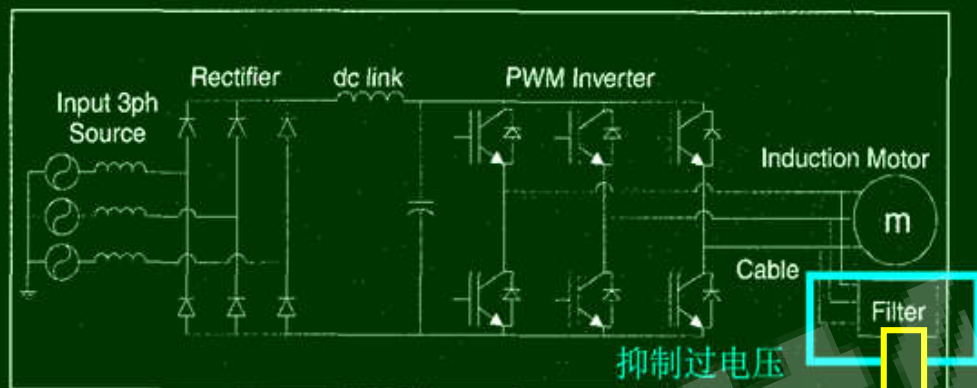
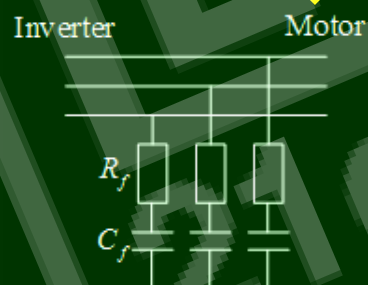


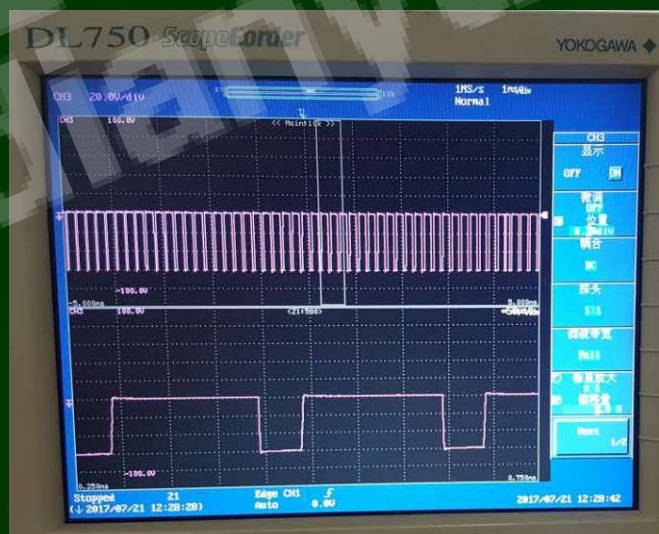
Fig. 1. A PWM inverter driving an induction motor using long cable leads, with motor terminal filter.



振荡频率达到几兆赫兹，是电磁兼容检测问题多发的频带。



根据功率管的开关速度，电缆的阻抗特性，设计匹配阻容网络接在电机端，可以很好地抑制过电压。另外，电机引线的良好屏蔽也十分重要。

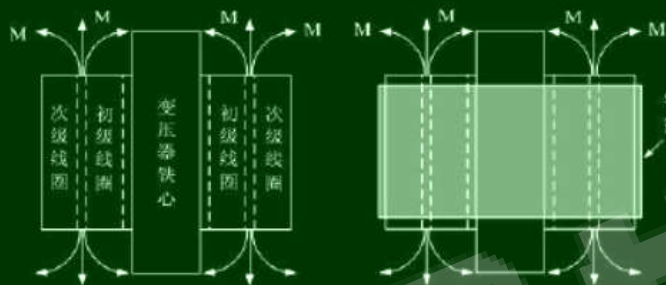


其他的降扰和抗扰措施-屏蔽

电源变压器的屏蔽，减小辐射干扰

减小变压器漏感产生的EMI

用铜箔对变压器进行屏蔽

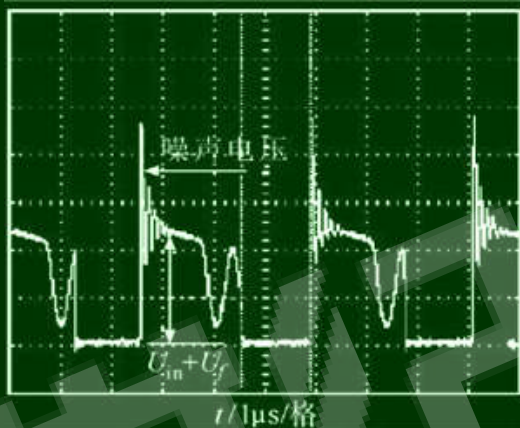


屏蔽体对来自外部或内部电磁波均有吸收能量（涡流损耗）、反射能量（电磁波在屏蔽体界面上的反射）和抵消能量（电磁感应在屏蔽层上产生涡流和反向电磁场，可抵消部分干扰电磁波）的作用。用屏蔽体将干扰源包围起来，防止干扰电磁场向外扩散，或用屏蔽体将元部件、局部系统、线缆包围起来，防止它们受到外界电磁场的影响。而且，远离磁场干扰源往往是最有效的方法。

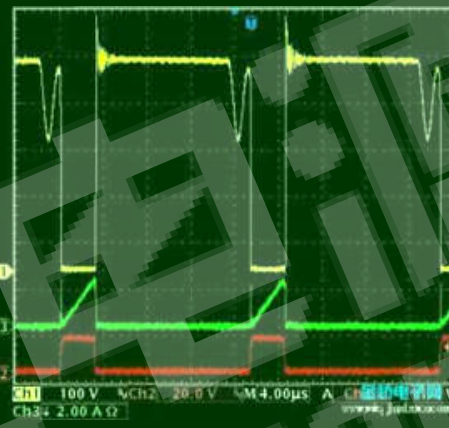
电感的屏蔽，减小辐射干扰



其他的降扰和抗扰措施-屏蔽和旁路

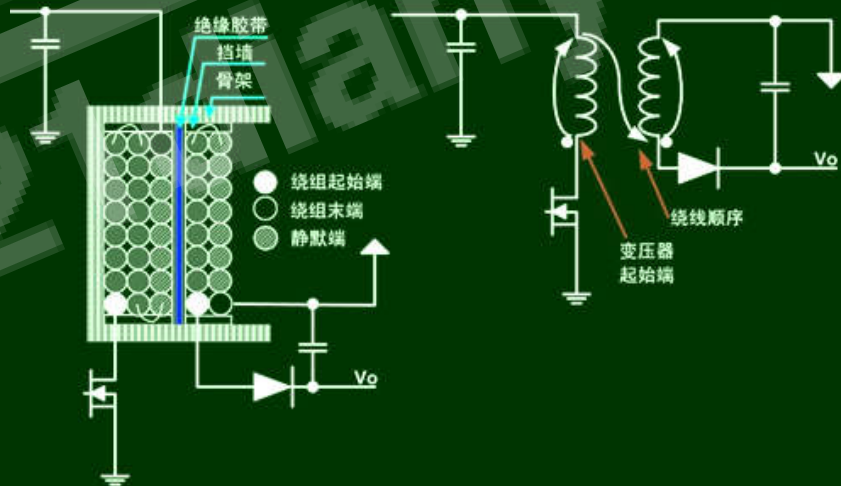


比较不好的电压波形



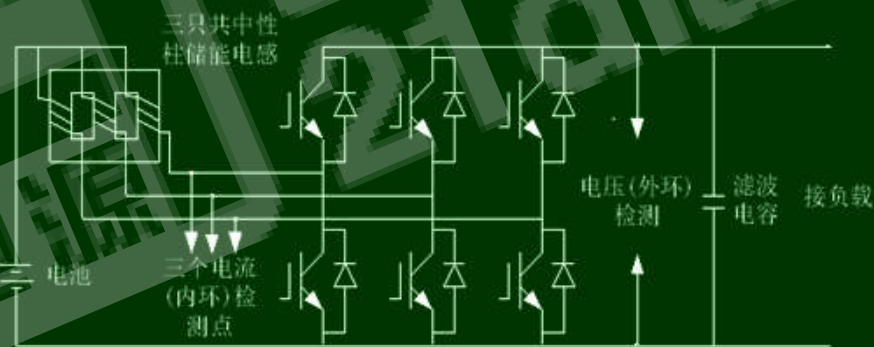
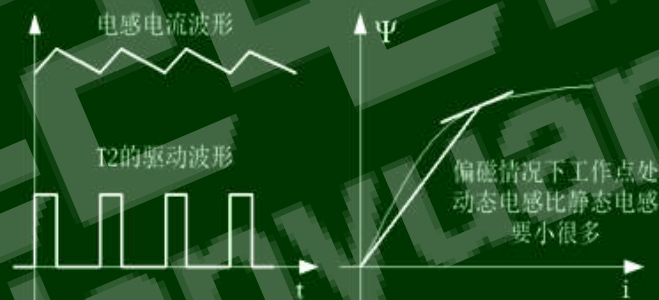
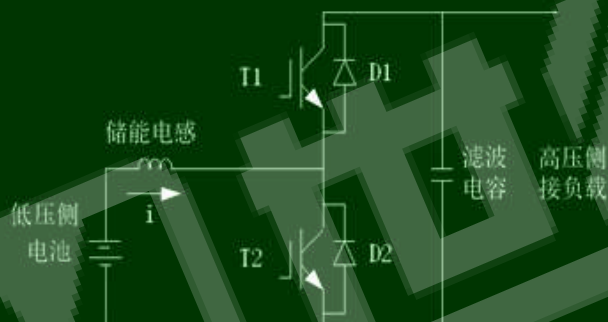
比较好的电压波形

以反激电源为例，因为单边励磁，为防止磁路饱和，磁芯要设置气隙，使漏感增大，漏磁增加，功率管关断时电压波形峰值高，振荡强烈，EMI辐射干扰大。在变压器外加绕铜带可以抵消部分漏磁。在原、付边线圈间加屏蔽层，屏蔽层接原边电源地，可以旁路耦合电流。设计中要对漏感参数和阻容吸收参数进行优化，减弱振荡。

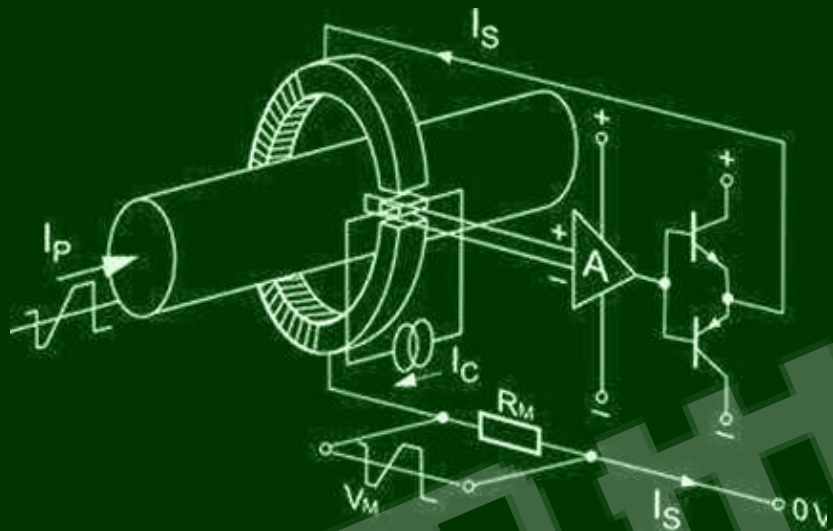


其他的降扰和抗扰措施-减小漏磁辐射

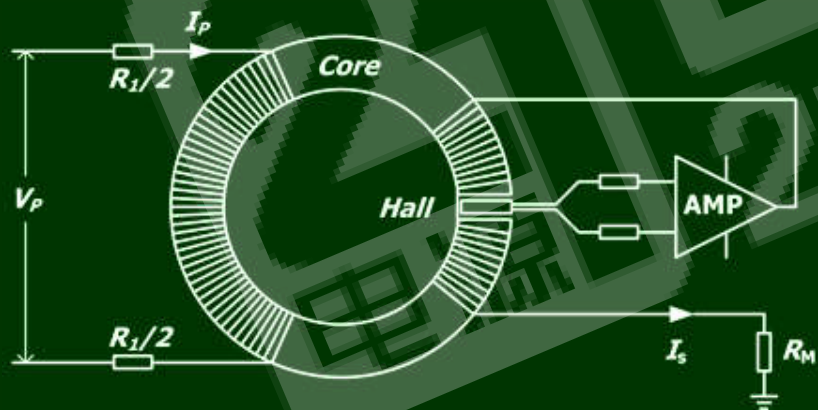
大功率DC/DC电源，电感也是单边励磁（直流电流大），磁芯也要设置气隙，使漏感增大，漏磁增加，EMI辐射干扰大。可以采用交错并联的设计方案，使直流励磁相互抵消，采用小气隙或无气隙，减小漏磁辐射干扰。



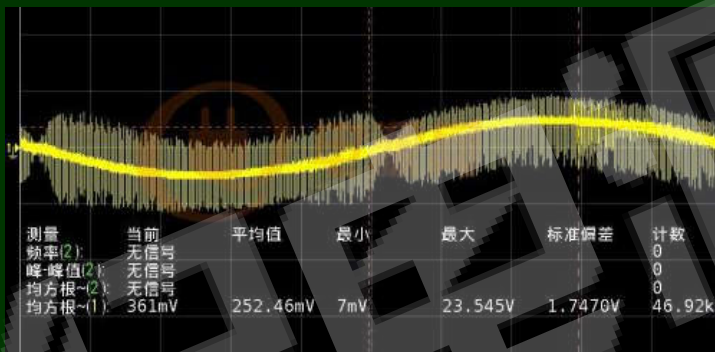
其他的降扰和抗扰措施-去耦



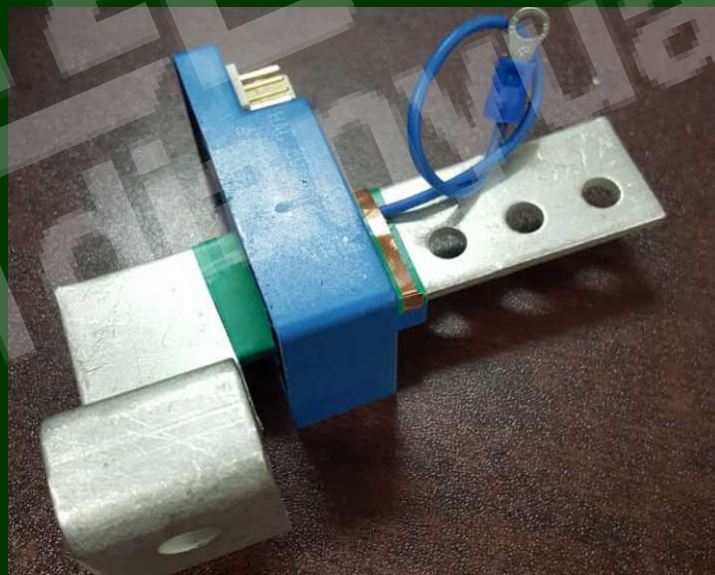
霍尔电流传感器原理图



霍尔电压传感器原理图



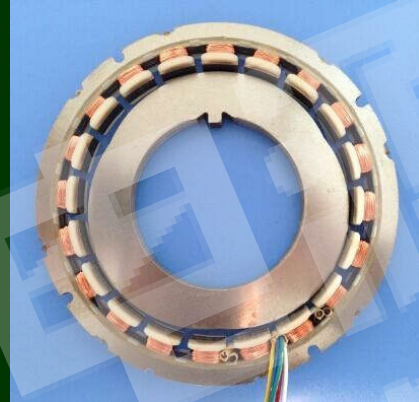
电流传感器输出上叠加有测量噪声



在原边导体和付边线圈间加屏蔽层并接地

其他的降扰和抗扰措施-去耦

旋转变压器的定子安装在电机端盖上，电机定子线圈的高幅值、高 dV/dt 的共模电压会耦合到旋变的测量线圈上。旋变信号是模拟量，一般峰峰值小于5V，容易受到干扰，这是实际中的一个难题。当电机和大地接触良好时，问题不大。如果对电机进行二次绝缘，问题就很突出（放在水泥地上的电机，旋变信号很容易被干扰）。这时可以考虑将旋变定子和电机端盖做绝缘处理，并将旋变定子外壳接地（接车身，不接地不行），问题即可得到解决（阻断，屏蔽）。



磁阻式旋变



绕线式旋变





其他的降扰和抗扰措施 - 双绞线、屏蔽线的使用，车上布线

- 双绞线可以有效地屏蔽磁场干扰，屏蔽线可以有效地屏蔽静电干扰；
- 关键的信号线，例如IGBT门极驱动信号，CAN通信用双绞线或双绞屏蔽线，旋转变压器用六芯双绞屏蔽线等；
- 信号线屏蔽层单端接地，且应选择干净稳定的地，例如控制器外壳，车身，发送或接收端的地（抗干扰）；
- 动力线屏蔽层两端接机箱和电机外壳，构成一个完整的屏蔽体，像哑铃一样，使共模电流不从其他导体返回（降干扰，这和信号线屏蔽层单端接地抗干扰不同）；
- 屏蔽层用航空接头360°良好连接；
- 对重要的信号线，每根信号线分配一根地线；
- 动力线布线的环路面积越小越好；
- 动力线与信号线、控制线尽可能远离，切忌近距离平行布线，否则要认真处理好各自的屏蔽层接地，套金属波纹管；
- 敏感部件和系统尽量远离强干扰源；
- 信号线要贴近底盘布线；
- 通过电器设备的合理布局，使布线尽可能短。



谢谢！
祝各位身体健康，快乐！