功率变换器磁集成技术

福州大学

功率变换器磁技术研究中心

2018.09

21世纪电源网 21dianyuan.com

本资料相应课程可在电子研习社APP上观看，更多精品好课推荐

陈为 - 功率变换器磁元件高频化的挑战与对策

- 磁元件高频化带来的理论和实际问题
- 磁芯的高频损耗及特性
- 绕组的高频损耗分析及特性
- 磁性元件的优化设计
- 高频阵列化磁性元件

陈桥梁 - 功率半导体器件应用及电源设计

- 常用功率半导体器件的基本原理及特性对比分析
- 功率MOSFET的开关过程分析及EMI整改策略
- 功率MOSFET关键参数解读及选型原则
- 功率MOSFET在电源中的应用案例分析
- 基于几种典型电路仿真软件的电源设计

邵革良 - 精通反激电源变压器及电路设计

- 反激电源的类型与特点
- 精通反激电源设计的关键
- 反激电源变压器计算方法
- 反激电源变压器计算实例讲解
- 反激电源变压器的绕线制作技巧

徐强华 - 电子产品的电磁兼容设计

- 电磁兼容基础
- 电子产品的电磁兼容性设计
- 电磁兼容测试技术
- 用户现场的EMC问题
- 常见问题及解决方法

傅强 - 电子电路基础知识讲座

- 电子电路设计基础知识
- 晶体管电路设计
- 运放应用基础
- 电力MOSFET开关
- 电源管理

李义 - 开关电源EMC设计实用技术

- 开关电源电磁兼容特性
- 开关电源EMC接地信号分析
- 线制非隔离系统设计考虑
- 两线制隔离系统设计考虑
- E接地系统设计考虑

陈为 - LLC电路磁元件分析及设计技术

- LLC电路的基本工作原理
- LLC电路磁元件的特点
- LLC电路磁元件损耗分析与绕组设计
- LLC电路磁元件的磁集成技术
- LLC电路磁元件的电磁干扰特性

黄敏超 - 电磁兼容理论设计与整改实践

- 电磁兼容基本概念
- EMI 电磁干扰法规、理论与整改篇
- EMS 电磁抗干扰法规、理论与整改篇
- EMC设计与整改的展望

扫描二维码
下载电子研习社APP

寻找更多课程视频
请扫码联系电小二

主要内容

1、磁集成基本概念及其意义
2、耦合电感技术及其应用
3、变压器与电感的集成技术
4、EMI滤波器的磁集成技术
5、磁集成电路基本分析方法
6、各种磁集成拓扑分析

功率变换器的发展与应对

高效率，高密度，高可靠，低价格，低高度

与磁元件都有关系

- 开关器件
  - 高压化
  - 高速化
  - 高温化
  - 低损耗
- 电路拓扑
  - 标准化
  - 简单化
  - 模块化
- 控制技术
  - 芯片化
  - 数字化
- 磁性元件
  - 高频化
  - 集成化
  - 最优化
  - 定制化
- 电磁干扰
  - 噪声源
  - 滤波器
  - 场耦合
- 制程工艺
  - 自动化
  - 混合化
  - 精密化

磁元件技术的发展趋势

High freq. | Planar | Matrix | Module | Integrated | Micro-fabricated | Hybrid

高频化 | 平面化 | 阵列化 | 模块化 | 集成化 | 微型化 | 合成化

什么是磁集成技术

- 研究如何利用各磁性元件磁路中的磁通分布特点以及各个绕组间的磁通耦合关系，将各种功能的磁性元件集成在一个复杂磁芯结构上。
- 研究如何有效地、巧妙地利用磁性元件的杂散参数
- 设计如何在产品上实现集成磁件的最佳应用，工艺制程，参数控制以及品质检测方法。

磁集成的目的

- 缩小磁元件的尺寸
- 降低磁元件的损耗
- 减少磁元件的数量
- 降低磁元件的成本
- 提高开关电源的效率
- 产生新的电路拓扑

功率变换器中的磁性元件

◻ 变压器

- 正激变压器
- 反激变压器
- 中间抽头变压器
- 推挽变压器

◻ 电感器

- 直流电感器
- 谐振电感器
- PFC电感器
- 逆变电感器

◻ 滤波器

- 差模电感
- 共模电感
- 复合滤波器

◻ 集成磁件

- 电感+电感
- 变压器+电感
- 变压器+变压器
- 滤波器+变压器
- 滤波器+电感
- 差共模集成电感

◻ 高频化和集成化是磁元件小型化的重要手段

大家熟悉的磁集成

Flyback Transformer
($TX+L_m$)

TX with large leakage
(L_k+TX)

Coupled Inductor
L+L => 3L

21dianyuan.com

耦合电感磁集成技术及其应用

21dianyuan.com

磁耦合与互感现象

N_1 线圈电流 i_1 产生的磁通一部分链过 N_2 线圈，在 N_2 线圈上感应的电动势 e_2

$$e_2 = -N_2 \frac{d\Phi_{12}}{dt} = -\frac{d\Psi_{12}}{dt}$$

同样，线圈 N_2 电流 i_2 产生的磁通也有一部分链过 N_1 线圈，在 N_1 线圈上感应的电动势 e_1

线圈 N_1 和线圈 N_2 之间存在磁耦合，

并通过磁耦合表现出相互的电磁感应现象---互感现象

互感与耦合系数

互感

由于磁链与电流成比例关系，定义：$M=\dfrac{\Psi_2}{i_1}$

一个线圈的单位电流在另一个线圈上链过的磁链

$M_{12}=\dfrac{\Psi_{12}}{i_1}$ 同样：$M_{21}=\dfrac{\Psi_{21}}{i_2}$ 一般情况下：$M_{12}=M_{21}$

耦合系数

$k_1=\dfrac{\Psi_{12}}{\Psi_{11}}$ $k_2=\dfrac{\Psi_{21}}{\Psi_{22}}$ $k=\sqrt{k_1\cdot k_2}=\dfrac{M}{\sqrt{L_1\cdot L_2}}$

互感的同名端

一个绕组电流流入端，在另一绕组感应出的感应电动势高电位端

两个绕组流入电流使得磁通相互加强的电流流入端。

电感的电路方程

耦合电感方程

$$u_1 = L_1\frac{di_1}{dt} + M\frac{di_2}{dt}$$

$$u_2 = L_2\frac{di_2}{dt} + M\frac{di_1}{dt}$$

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

电流正方向为流入同名端；电压正方向为同名端指向异名端。

耦合电感的解耦（保持端口特性不变）

串联解耦

$$u_{12} = u_1 + u_2$$

$$= (L_1\frac{di}{dt} + M\frac{di}{dt}) + (L_2\frac{di}{dt} + M\frac{di}{dt}) = (L_1 + L_2 + 2M)\frac{di}{dt}$$

$L_{12}=L_1+L_2+2M$

并联解耦

$$u = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt}$$

$$i_{12} = i_1 + i_2$$

$$u = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} - M \cdot \frac{di_2}{dt}$$

$$i_{12} = i_1 + i_2$$

耦合电感的电路模型

互感模型

T-模型

$$L_1 = L_{k1} + L_m \qquad L_2 = L_{k2} + L_m \cdot n^2 \qquad M = L_m \cdot n$$

T-模型的变形

- 物理意义不够明确
- 分析比较方便
- 但注意n并不等于匝数比
- 比较适用于原边激励、副边感应的情况（变压器）

- 物理意义比较明确
- n等于匝数比，可预知
- 比较适用于两边同为激励的情况（耦合电感）

耦合电感的实现方式

通过磁路耦合

通过电路耦合

Lk=∞（没耦合）

Lk=0（全耦合）

Lk

世纪电源网 21dianyuan.com

耦合电感的参数计算

物理结构

等效磁路

等效电路

2边绕组短路：

$$\frac{L_{k2}}{n}//L_m + L_{k1} = \frac{N_1^2}{R_{mo}+R_{m1}}$$

2边绕组开路：

$$L_{k1} + L_m = N_1^2 / \left(\frac{R_{mo}\cdot R_{m2}}{R_{mo}+R_{m2}} + R_{m1}\right)$$

1边绕组短路：

$$(L_{k1}//L_m)\cdot n + L_{k2} = \frac{N_2^2}{R_{mo}+R_{m2}}$$

L_{k1}

L_{k2}

L_m

耦合电感(对称结构)参数计算

物理结构　　等效磁路　　等效电路

2边短路：

$$\frac{L_m \cdot L_k}{L_m + L_k} + L_k = \frac{N^2}{R_{mo} + R_m}$$

2边开路：

$$L_m + L_k = N^2 / \left(\frac{R_{mo} \cdot R_m}{R_{mo} + R_m} + R_m\right)$$

L_k

L_m

$$L_m = \frac{N^2 R_{mo}}{R_m} \cdot \left(\frac{1}{2R_{mo} + R_m}\right) \qquad L_k = \frac{N^2}{2 \cdot R_{mo} + R_m} \qquad k = \frac{L_m}{L_m + L_k} = \frac{R_{mo}}{R_{mo} + R_m} = \frac{1}{1 + R_m / R_{mo}}$$

耦合电感参数测量

适合于耦合比较差的场合

可适用于Lm比较小的场合

适合于耦合比较好的场合

不适用于Lm比较小的场合

21世纪电源网 21dianyuan.com

电感耦合后的纹波效应

当两绕组励磁电压相同相位时 → 正耦合：绕组电流纹波减低；反耦合：绕组电流纹波增大

当两绕组励磁电压相位交错时 → 正耦合：绕组电流纹波增大；反耦合：绕组电流纹波减小

21dianyuan.com

多路输出正激电路的耦合电感

正激多路输出变换器耦合电感

影响多路输出交叉调整率的因素：二级管正向压降，输出回路直流电阻，副边之间的漏感；

<u>原理性原因</u>：一路CCM，另一路DCM → 两路电流纹波的大小

电感耦合的目的就是降低各个支路的纹波电流，使其尽量保持CCM。

由于两路电感同相激励，因此需要正耦合。

多路输出正激电路耦合电感分析

Vi1=24, Vi2=12, fs=100KHz
Io1=5, **Io2=2**
Vo1=6
n=n2/n1=0.5
Lk1=1uH, Lk2=1uH, Lm=10uH

D=0.25, **Vo2=3**

Vi1=24, Vi2=12, fs=100KHz
Io1=5, **Io2=0.5**
Vo1=6
n=n2/n1=0.5
Lk1=1uH, Lk2=1uH, Lm=10uH

D=0.25, D1=0.45, **Vo2=3.117**

Vi1=24, Vi2=12, fs=100KHz
Io1=5, **Io2=0.2**
Vo1=6
n=n2/n1=0.5
Lk1=1uH, Lk2=1uH, Lm=10uH

D=0.25, D1=0.18, **Vo2=3.362**

During D

$$\begin{cases} V_{lk1}+V_{lm}=V_{i1}-V_{o1} \\ V_{lk2}+V_{lm}\cdot n=V_{i2}-V_{o2} \\ \dfrac{V_{lm}}{L_m}=\dfrac{V_{lk1}}{L_{k1}}+\dfrac{V_{lk2}}{L_{k2}}\cdot n \end{cases}$$

During D_1

$$\begin{cases} V_{lk1}+V_{lm}=0-V_{o1} \\ V_{lk2}+V_{lm}\cdot n=0-V_{o2} \\ \dfrac{V_{lm}}{L_m}=\dfrac{V_{lk1}}{L_{k1}}+\dfrac{V_{lk2}}{L_{k2}}\cdot n \end{cases}$$

During $1\text{-}D\text{-}D_1$

$$\begin{cases} V_{lk1}+V_{lm}=0-V_{o1} \\ \dfrac{V_{lm}}{L_m}=\dfrac{V_{lk1}}{L_{k1}} \end{cases}$$

倍流整流电路电感耦合

没有耦合(Lm→0, L1=L2=Lk)

完全耦合 (Lm→ 无穷大, L1=L2=Lk)

耦合系数对电流纹波的影响

k=0.827

k=0.557

k=0.202

- 电流纹波与耦合系数有很大关系。
- 耦合系数越大，纹波越小。
- 但耦合系数越高(Lm越大)，承受直流偏磁(I1dc≠I2dc)的能力越差。

Cuk电路电感的磁集成

$Vc=Vi+Vo$

∵ $V1=V2$

满足 $\varphi1=\varphi2$ 当 $N1=N2$

全耦合电感

耦合前，两磁芯独立的，磁通独立；
耦合后，两磁芯磁通需满足磁路定律

磁芯体积减少→ 铁损降低
电流纹波减半→ 铁损降低

Cuk电路中的耦合电感

部分耦合电感

$$\begin{cases} v_1 = L_1 \cdot \dfrac{di_1}{dt} + M \cdot \dfrac{di_2}{dt} \\ v_2 = L_2 \cdot \dfrac{di_2}{dt} + M \cdot \dfrac{di_1}{dt} \\ v_2 = v_1 = v_L \end{cases} \Rightarrow \begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{v_L}{L_{1eq}} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{v_L}{L_{2eq}} \end{aligned}$$

$$L_{1eq} = L_1 \cdot (1+k) \cdot \frac{1-k}{1-k \cdot \sqrt{L_1/L_2}}$$

$$L_{2eq} = L_2 \cdot (1+k) \cdot \frac{1-k}{1-k \cdot \sqrt{L_2/L_1}}$$

21dianyuan.com

Cuk电路耦合电感的电流纹波

$$L_{1eq} = L_1 \cdot (1+k) \cdot \frac{1-k}{1-k \cdot \sqrt{L_1/L_2}}$$

$$L_{2eq} = L_2 \cdot (1+k) \cdot \frac{1-k}{1-k \cdot \sqrt{L_2/L_1}}$$

$$\Delta i\% = \frac{1}{1+k}$$

如果 $L=L_1=L_2$

如果 $L_1>L_2$ 零纹波点 $k=\sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$

$$L_{1eq} = L_{2eq} = L \cdot (1+k)$$

输出和输入的电流纹波都减小

$$L_{1eq} \to \infty \qquad 1-k\sqrt{L_1/L_2} = 0$$

输入的电流达到零电流纹波

$$L_{2eq} \to \infty \qquad 1-k\sqrt{L_2/L_1} = 0$$

输出的电流达到零电流纹波

VRM电路的耦合电感

❖ **分离电感**
- 电感大 → 电流纹波小，效率高，但动态特性差；
- 电感小 → 电流纹波大，效率低，但动态特性好；
- 电感的参数选择和设计对VRM的动态和稳态性能都具有很关键的影响。

L=200nH

❖ **耦合电感（交错控制）**

L=200nH
Lm=500nH

VRM耦合电感分析-等效稳态电感

$$\begin{cases} L\cdot\dfrac{di_1}{dt}-M\cdot\dfrac{di_2}{dt}=v_{10} \\ L\cdot\dfrac{di_2}{dt}-M\cdot\dfrac{di_1}{dt}=v_{20} \end{cases} \Longleftrightarrow \begin{cases} L_k\cdot\dfrac{di_1}{dt}+L_m\cdot\dfrac{d(i_1-i_2)}{dt}=v_{10} \\ L_k\cdot\dfrac{di_2}{dt}-L_m\cdot\dfrac{d(i_1-i_2)}{dt}=v_{20} \end{cases} \Rightarrow L_{Steady}=v_{10}/\Delta i$$

VRM耦合电感分析-等效动态电感

$$L_{Tran} = -M + \frac{L+M}{2} = \frac{L-M}{2}$$

21世纪电源网 21dianyuan.com

等效稳态和动态电感比较

	互感模型	变压器T模型
稳态等效电感 L_{Steady}	$L_{steady}=\dfrac{L^2-M^2}{L-M\cdot\dfrac{D}{1-D}}$	$L_{steady}=\dfrac{L_k(L_k+2L_m)}{L_k+L_m-\dfrac{D}{1-D}L_m}$
(每路)动态等效电感 L_{tran}	$L_{transient}=L-M$	$L_{transient}=L_k$

- 保持漏感Lk不变，则耦合前后的动态电感不变，动态特性不变；
- 增加Lm，将增大稳态等效电感，从而提高效率；
- 电感耦合技术将有助于协调稳态和动态性能。

交流电流均流方案—磁均流

安培环路定律: $\sum i \cdot N = i_1 \cdot N - i_2 \cdot N = \Phi \cdot R_m$

如μ值足够大: $i_1 - i_2 = \dfrac{\Phi \cdot R_m}{N} \to 0$

低磁阻回路

需要较多磁性元件，增加了磁芯损耗和绕组损耗。