



中华人民共和国国家标准

GB/T 39275—2020./IEC 62578:2015

电力电子系统和设备 有源馈电变流器(AIC)应用的 运行条件和特性

**Power electronics systems and equipment—Operation conditions and
characteristics of active infeed converter (AIC) applications**

[IEC 62578 : 2015, Power electronics systems and equipment — Operation conditions
and characteristics of active infeed converter (AIC) applications
design recommendations for their emission values below 150 kHz, IDT J

2020-11-19 发布

2021-06-01 实施



魏聽 | 驛翹发 布

目次

前言	in
i 范围	i
2 规范性引用文件	1
3 术语和定义	2
4 连接至供电网络的 PWM 有源馈电变流器系统的一般特性	6
4.1 概述	6
4.2 基本拓扑和工作原理	6
4.3 有源馈电变流器的额定值	10
5 有源馈电变流器应用中的电磁兼容 (EMC) 考虑	11
5.1 概述	11
5.2 低频现象 (低于 150 kHz)	11
5.3 高频现象 (150kHz 以上)	27
5.4 可闻噪声影响	28
5.5 漏电流	28
5.6 系统集成和专门试验	29
6 电压源型两电平拓扑 PWM 有源馈电变流器的特性	29
6.1 概述	29
6.2 功能概述, 基本电路拓扑	29
6.3 功率控制	31
6.4 动态性能	32
6.5 期望的非正弦波线路电流	32
6.6 不期望的非正弦波线路电流	33
6.7 适用性和系统方面	34
6.8 在有源滤波模式下运行	34
7 电压源型三电平拓扑 PWM 有源馈电变流器的特性	34
7.1 功能概述, 基本电路拓扑	34
7.2 功率控制	35
7.3 动态性能	35
7.4 不期望的非正弦波线路电流	36
7.5 适用性和系统方面	36
8 电压源型多电平拓扑 PWM 有源馈电变流器的特性	37
8.1 功能概述, 基本电路拓扑	37
8.2 功率控制	38
8.3 动态性能	38

8.4 供电网络畸变	38
8.5 适用性和系统方面	39
GB/T 39275—2020/IEC 62578:2015	
9 电压源型 F3E 有源馈电变流器的特性	39
9.1 功能概述,基本电路拓扑	39
9.2 功率控制和网侧滤波器	40
9.3 动态性能	42
9.4 谐波电流	42
10 电压源型脉冲斩波拓扑有源馈电变流器的特性	42
10.1 概述	42
10.2 功能概述,基本电路拓扑	42
10.3 期望的非正弦波线路电流	44
10.4 不期望的非正弦波线路电流	44
10.5 可靠性	44
10.6 性能	44
10.7 适用性和系统方面	44
11 电流源型两电平 PWM 有源馈电变流器的特性	44
11.1 概述	44
11.2 功能概述,基本变流联结	44
11.3 功率控制	45
11.4 动态性能	46
11.5 线路电流畸变	47
11.6 有源滤波模式运行	47
11.7 适用性和系统方面	47
附录 A (资料性附录) 电压源变流器拓扑有源馈电变流器的控制方法、应用实例等信息	48
附录 B (资料性附录) 2 kHz~150 kHz 频段有源馈电变流器设计的基本考虑	69
参考文献	79

本标准按照 GB/T 1.1-2009 给出的规则起草。

本标准使用翻译法等同采用 IEC 62578: 2015《电力电子系统和设备 有源馈电变流器(AIC)应用 的运行条件和特性(包括对频率 150 kHz 以下发射值的设计建议)》。

与本标准中规范性引用的国际文件有一致性对应关系的我国文件如下：

—GB/T 2900(所有部分)电工术语 [IEC 60050(所有部分)

——GB/T 6113.101-2016 无线电骚扰和抗扰度测量设备和测量方法规范 第 1·1 部分:无线电 骚扰和抗扰度测量设备测量设备(CISPR 16-1-1 : 2010,IDT);

—GB/T 7260.1-2008 不间断电源设备 第 1-1 部分:操作人员触及区使用的 UPS 的一般规定和安全要求(IEC 62040-1: 2002,MOD) ?

——GB/T 7260.4-2008 不间断电源设备 第部分:限制触及区使用的 UPS 的一般规定和 安全要求(IEC 62040-1-2: 2002,MOD);

——GB/T 12668.3-2012 调速电气传动系统第 3 部分 :电磁兼容性要求及其特定的试验方法 (IEC 61800-3: 2004,IDT),

——GB/T 12668.501-2013 调速电气传动系统 第 5-1 部分:安全要求 电气、热和能量 (IEC 61800-5-1 : 2007,IDT);

——GB/T 17626.7-2017 电磁兼容试验和测量技术供电系统及所连设备谐波、间谐波的测 量和测量仪器导则(IEC 61000-4-7: 2009,IDT)。

本标准还做了下列编辑性修改：

——将标准名称改为《电力电子系统和设备有源馈电变流器(AIC)应用的运行条件和特性》；

——根据 IEC TC22/314/DL 文件，删除了与规范性引用的废止文件 IEC 62103 相关的链接(见第 2 章和 5.6)；

——将 6.2 第 5 段中的“线电压 g”更正为“线电压“(5)-sn”(见 6.2),

——增加了附录 A 和附录 B 的标题(见附录 A 和附录 B)。

本标准由中国电器工业协会提出。

本标准由全国电力电子系统和设备标准化技术委员会(SAC/TC 60)归口。

本标准起草单位:西安电力电子技术研究所、深圳市三和电力科技有限公司、苏州汇川技术有限公司、西安爱科赛博电气股份有限公司、科华恒盛股份有限公司、荣信汇科电气技术有限责任公司、南京国电南自新能源科技有限公司、南京南瑞继保电气有限公司、广东志成冠军集团有限公司、雷诺士(常州)电子有限公司、珠海泰坦科技股份有限公司、西安高压电器研究院有限责任公司、常州市信宝电源设备 有限公司。

本标准主要起草人:蔚红旗、吕韬、陈实、冯广义、杜伟、丁雅丽、杨轶成、谢晔源、李民英、董添华、高新华、潘景宜、张长春、吕培专、王宇、牛颖、黄熹东、徐卫卫。

电力电子系统和设备

有源馈电变流器（AIC）应用的

运行条件和特性

1 范围

本标准阐述了采用各种技术和拓扑的有源馈电变流器（AIC）的运行条件和典型特性，它们能连接在供电网络（电网）交流侧与电流或电压恒定的直流侧之间，且在正向和反向（回馈）两个方向进行电功率（有功和无功）变换。

通常，有源馈电变流器与所有电压和功率等级的调速电气传动系统（PDS）、不间断电源系统（UPS）、有源滤波器、光伏系统、风力发电系统、电池支持的电源管理系统等的直流侧一起使用。

有源馈电变流器通常连接在供电网络（交流侧）与电流或电压的直流侧之间，目的是通过合成正弦波交流电流，避免产生低频谐波（例如频率低于 1 kHz）。其中一些还能补偿给定的供电侧电压已有的谐波畸变。而且，它们能通过正向和反向（回馈）两个方向转移电功率（有功和无功）而调节供电网络的功率因数，这能在系统中节能且稳定供电电压，或者将可再生能源或电能存储装置与供电网络耦合。

本标准给出了分析供电网络中有源馈电变流器发射值的实用方法。该方法基于 2 kHz~9 kHz 频段线路阻抗值和直接连接至供电网络的电容器耐受能力的最新结果。

由此产生了对频率 150 kHz 以下的发射值设计的基本考虑。

以下内容不在本标准的范围内：

- 有源馈电应用设计、开发或进一步的功能要求；
- 设施中的寄生元件或电子设计不良及其处理措施导致有源馈电变流器与其他设备之间相互作用或影响的可能性；
- “架空线”供电网络：缺乏其三相阻抗的信息（测量）。这可能是将来版本的主题。

2 规范性引用文件

下列文件对于本文件的应用是必不可少的。凡是注日期的引用文件，仅注日期的版本适用于本文件。凡是不注日期的引用文件，其最新版本（包括所有的修改单）适用于本文件。

IEC 60050（所有部分）国际电工词汇 International electrotechnical vocabulary

IEC TR 60725:2012 确定每相额定电流=75 A 电气设备骚扰特性考虑的基准阻抗和公用供电网络阻抗
(Consideration of reference impedances and public supply network impedances for use in determining the disturbance characteristics of electrical equipment having a rated current =75 A per phase)

IEC 61000-4-7: 2002 电磁兼容 (EMC) 第 4-7 部分：试验和测量技术 供电系统及其连接设备的谐波、间谐波测量和测量仪器导则 [Electromagnetic compatibility (EMC) —Part 4-7: Testing and measurement techniques—General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto]

IEC 61000-4-7:2002/AMD1:2008

IEC 61800-3 调速电气传动系统 第 3 部分：电磁兼容要求及其特定的试验方法 (Adjustable speed electrical

power drive systems—Part 3 : EMC requirements and specific test methods)

IEC 61800-5-1 调速电气传动系统 第 5-1 部分：安全要求 电气、热和能量安全 (Adjustable speed electrical power drive systems—Part 5-1: Safety requirements—Electrical, thermal and energy)

IEC 62040-1 不间断电源系统 (UPS) 第 1 部分：总则和安全要求 [Uninterruptible power systems (UPS) —Part 1: General and safety requirements for UPS]

CISPR 16-1-1 无线电骚扰和抗扰度测量设备 测量设备 (Radio disturbance and immunity measuring apparatus—Measuring apparatus)

3 术语和定义

下列术语和定义适用于本文件。

3.1

供电网络主动均衡 active equalization of the power supply network; AEP

有源馈电变流器实现智能电网功能并将其与特定的主要应用结合的能力。

注：特定的主要应用包括：

- 通过合成正弦波线路电流，减少或避免供电网络产生低频谐波（例如频率低于 2 kHz）；
- 有助于控制供电网络的无功功率；
- 在正向和反向（回馈）模式下交换电功率（有功和无功）；
- 稳定供电系统的供电电压和节能；
- 在供电网络间或其他发电应用（如燃料电池和电能存储装置）间交换电能；
- 将分布式电源（例如可再生能源）连接至供电网络。

3.2

交流滤波器 AC filter\$ a.c. filter

由无源元件（例如连接至变流器交流侧的电感器、电容器和电阻器）构成的滤波器，旨在减少相关联系统之间流动的谐波电流。

3.3

有源滤波器 active filter

有源馈电变流器作为滤波器工作，通常在没有有功功率流的情况下控制交流侧特定谐波和间谐波电压或电流。

3.4

有源馈电应用 active infeed application

利用有源馈电变流器性能特性的应用。

3.5

有源馈电变流器 active infeed converter; AIC

所有技术、拓扑、电压和尺寸的自换相电子式功率变流器，连接在交流供电网络（电网）和通常为刚性的直流侧（电流源或电压源）之间，且能通过正向或反向（回馈）两个方向变换电功率，控制无功功率或功率因数。

注 1：其中一些还可控制谐波，以减少施加的电压或电流的畸变。

注 2：基本拓扑可实现为电压源变流器（VSC）或电流源变流器（CSC）。

注 3：在 IEC 60050-551（对应于 GB/T 2900.33）中，这些术语（电压源变流器和电流源变流器）被定义为电压型交流/直流变

流器(551-12-03)和电流型交流/直流变流器(551-12-04)。大多数有源馈电变流器为双向变流器,且在直流侧有源。因此,它们在本标准中被称为电压源变流器和电流源变流器。

注4:某些类型的有源馈电变流器可在没有刚性直流侧(例如交流矩阵变流器)的情况下实现,也可包括交流变换设备。

- 3.6
受控续流臂 **controlled free-wheeling arm**
由可控阀器件构成的旁路臂。
- 3.7
可控谐波或间谐波 **controllable harmonics or interharmonics** 可直接受有源馈电变流器控制策略影响的一组谐波或间谐波。
- 3.8
传统变流器 **conventional converter**
基于电网换相技术，不能控制功率因数或谐波的变流器。
- 3.9
变流器拓扑 **converter topology**
半导体阀及其联结各种可能的布置。
- 3.10
直流滤波器 **DC filter; d.c.filter**
变流器直流侧的滤波器，旨在减少相关系统中的纹波。
- 3.11
直流侧负载 **DC side load; d.c.side load**
连接至直流侧，消耗或产生电力的电气装置。
- 3.12
供电侧滤波器有效阻抗 **effective supply-side filter impedance**
有源馈电变流器供电侧滤波器在可控谐波或间谐波范围内的频率下的有效阻抗。
- 3.13
有源馈电变流器供电侧阻抗标幺值 **evidential per unit supply side impedance of the AIC**
^{*SCV_{equ}}
连接在有源馈电变流器和供电网络之间的硬件电感的短路电压降标幺值。
 $^{*SCV_z = Z_{chokr} / (5\% / I_N)$
- 3.14
基波分量和谐波分量 **fundamental and harmonic components**
分别在 IEC 60050-101、IEC 60050-161 和 IEC 60050-551 中定义，本标准中专门用于有源馈电变流器。
- 3.15
基波频率前端馈电 **fundamental frequency front end infeed**
F3E 馈电 F3E-infeed
基波频率前端电压源变流器。其交流侧配置换相电容器，采用供电网络频率开关的半导体阀器件，且具有电能回馈能力。
注：交流网侧滤波器基本上替代了直流环节电容器（通常为电解电容器），以限制逆变侧脉宽调制（PWM）电流引起的电压畸变。
- 3.16
（产生的）谐波或间谐波 **generated harmonics or interharmonics**
由脉冲频率和脉冲模式产生的一组谐波或间谐波。
- 3.17
内部耦合点 **implant point of coupling; IPC**
系统或设施内部网络中，电气上最靠近有源馈电变流器的位置，其他设备连接或能连接至该位置。注：内部

耦合点通常是要考虑电磁兼容的点。在与公共供电系统连接的情况下，它相当于公共耦合点（PCC）。

3.18

k_{xnd}

根据 IEC 60725,与频率按比例外推计算参考阻抗有关的源于 5.2.4（95%值）的电源阻抗比率。

3.19

x 相的线路阻抗 line impedance of phase x

$Z_{LX,h}$

h 次谐波频率下的 x 相线路阻抗。

注：等效电源的星点与网络上定义点的相端子之间的谐波频率阻抗。例如，网络上的点可定义为有源馈电变流器的端子或内部耦合点。

3.20

长时储能装置 long-time energy storage device

直接或者通过半导体阀器件或变流器连接至直流环节,通常提供额定功率数秒至数分钟的装置。

3.21

h 次谐波频率下的中性阻抗 neutral impedance at harmonic order h

$Z_{y,A}$

等效电源的星点与网络上的定义点的中性端子之间的阻抗。

注：例如，网络上的点可定义为有源馈电变流器的端子或内部耦合点。

3.22

脉宽调制控制变流器 PWM controlled converter

PWM 控制变流器

采用脉宽调制技术控制其半导体阀器件开关的变流器。

3.23

脉冲频率 pulse frequency

由开关频率和变流器拓扑决定的频率，它与选定的脉冲模式一起表征内部耦合点（IPC）处的不可控谐波或间谐波的最低频率。

注：开关频率本身不可能以谐波或间谐波的形式存在。

3.24

脉冲模式 pulse pattern

电压或电流的开关模式。由使用的脉冲频率和调制方案决定，可在变流器的端子处测量。

3.25

设备额定表观功率 rated apparent power of equipment

$S_{\text{邓}}$

根据制造商规定的设备额定线电流方均根值[邓和额定线电压 U_L 上计算的值。

平衡的三相设备： $S_{\text{邓}} = \sqrt{3} U_L I_L$

相间设备： $S_{\text{邓}} = U_L I_{\text{TWU}}$

单相设备：

3.26

无功功率变流器 reactive power converter

用于补偿无功功率的变流器。它在没有有功功率流（其自身功率损耗除外）的情况下发出或吸纳无功功率。

[GB/T 2900.33—2004,定义 551-12-15]

3.27

短路功率 short-circuit power

由系统标称线电压和系统在公共耦合点(PCC)处的阻抗值 Z_{gi} 计算的三相短路功率值。注：在这种情况下， U_L 为供电网络的标称线电压。

式中：

Z_{ia} —基波频率下的电源阻抗。

3.28

短路比 short-circuit ratio

R_{sCe}

由供电网络的短路功率与单个设备的有源馈电变流器的额定表观功率 S_N 之比计算的单个设备应用的特性值。

平衡的三相设备： $R_{sCe} = S_{sc}/S_N$

相间设备： $R_{sCe} = S_{sf}/(2 \times S_{equ})$

单相设备： $R_{sCe} = S_{sc}/(3 \times S_{equ})$

3.29

短时储能装置 short-time energy storage device

提供约 1 ms~10 ms 额定功率且直接连接至直流侧的一个或多个电感器或电容器。

注 1：短时储能用于具有刚性电压或电流特性，或有源馈电变流器在交流电压短时暂降下持续运行可能超过 10 ms。注 2：长时储能用于为交流供电系统提供能量。

3.30

开关频率 switching frequency

PWM 变流器中，半导体阀器件的工作频率。

注：在某些变流器中，所有半导体阀器件的开关频率可能不相同。

3.31

总阻抗 total impedance

由电源阻抗和有源馈电变流器供电侧滤波器阻抗构成的阻抗。

3.32

U_{iL}

供电网络基波线电压的方均根值。

3.33

U_n

供电网络谐波线电压的方均根值。

3.34

h 次谐波相对相电压。

注：谐波相电压幅值与基波相电压幅值之比。

3.35

h 次谐波相对线电压。

3.36

X_g

供电网络在内部耦合点的实际电抗。

注：下标“ L ”意味着，在任何情况下，专用电抗都是某次谐波频率下的。

3.37

Z_{L} 。”

供电网络在内部耦合点的实际阻抗。

注：谐波计算:单相负载为 $Z^{\text{严}} Z_{\text{hx}}+Z_{\text{z}}$,三相负载为 $Z_{\text{b}}Z_{\text{ux}}$,下标%”意味着，在任何情况下，专用阻抗都是某次谐波频率下的。

4 连接至供电网络的 PWM 有源馈电变流器系统的一般特性 4.1 概述

本章以大量使用的电压源型有源馈电变流器为示例。

4.2 基本拓扑和工作原理

4.2.1 概述

有源馈电应用主要适用于直流侧的电容性滤波（电压源变流器）或电感性滤波（电流源变流器）。某些变流器不使用或几乎不使用直流侧滤波的概念。已安装的设备大多采用电容性滤波。

根据额定功率和电网的适用性，可采用单相或三相与电网连接。本标准以三相为示例。

4.2.2 工作原理

主要工作原理是将直流侧电压或直流侧电流转换为交流侧输出，脉冲频率通常为 300 Hz~ 20 kHz。这样，将期望的交流侧电压或电流以平均值表示。脉冲频率通常高于电网频率，能快速准确地控制交流侧电压和电流。但是，在固定的电压或电流之间切换会产生不希望的高频畸变，可能需要交流侧无源滤波器抑制。

控制系统能精确控制基波和附加谐波分址。可控的谐波频率取决于变流器的脉冲频率。

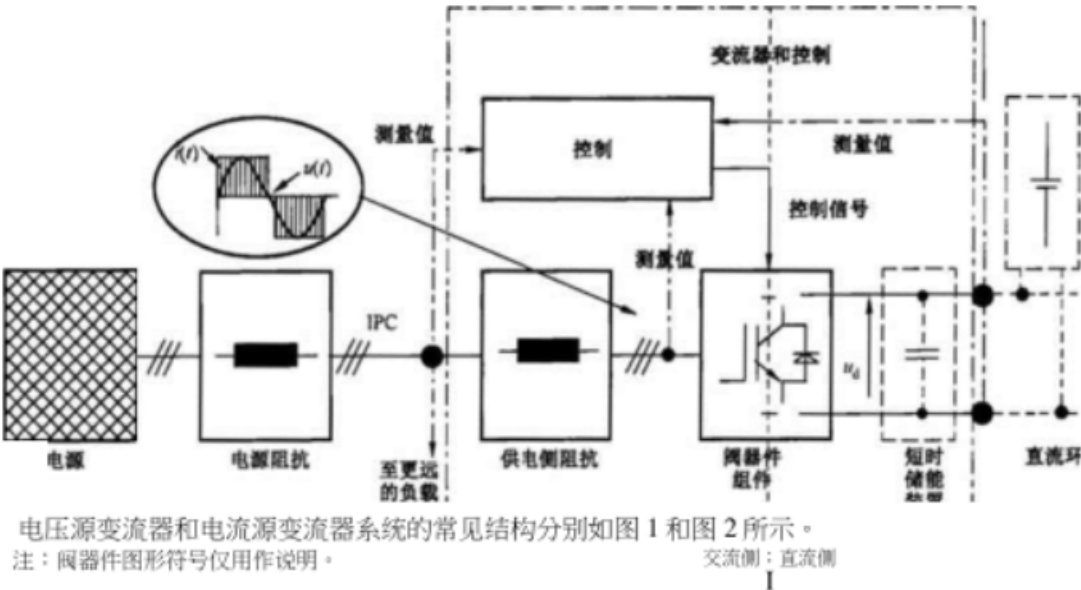
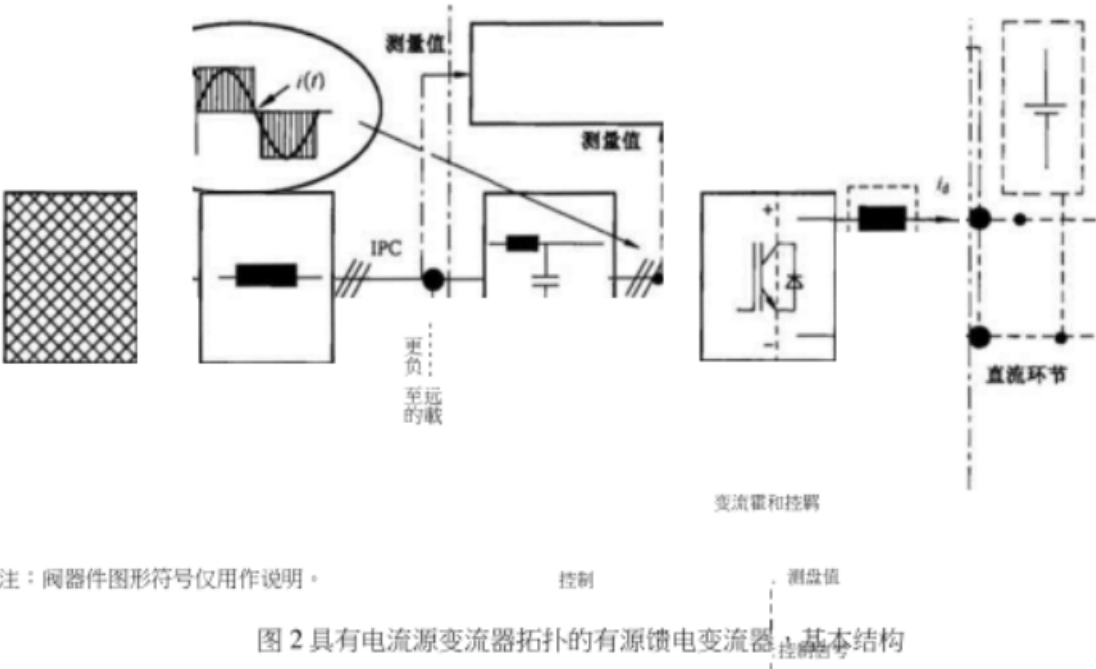


图 1 具有电压源变流器拓扑的有源馈电变流器，基本结构

长时装置



注：阀器件图形符号仅用作说明。

图 2 具有电流源变流器拓扑的有源馈电变流器，基本结构

图 1 和图 2 表明，电压源变流器和电流源变流器系统的结构很相似。主要区别在于直流侧、交流侧滤波器以及用作变流器阀器件的半导体器件类型。详见涵盖不同拓扑的条款。

结构分为三部分：

- 内部耦合点（IPC）的电源阻抗（大多数情况下为电感性）。
- 变流器及相关控制。这部分通常包含交流侧滤波器（通常为供电侧电感或 T 型结构的 LCL 型滤波器）。如果使用变流变压器，它作为供电侧滤波器扼流圈的一部分（或设计为该扼流圈）。下一个环节是阀器件部分，其结构可能不同，有关不同拓扑以及直流侧负载特性（电容滤波或电感平滑）见之后的条款。控制通常采用脉宽调制原理，如空间矢量调制、优化同步脉冲模式或者滞环或滑模控制产生脉冲模式。对于空间矢量调制模式，脉冲频率是固定的。对于优化同步脉冲模式，脉冲模式通常形状固定且与电网频率同步。
- 负载侧。连接的设备大多是由各种能源或 PWM 变流器供电的机器。另一种典型应用是向无源负载或混合负载馈电的变流器，列如在不间断电源系统（UPS）中。如果有源馈电变流器用于功率因数补偿或谐波控制，不要求但可包含负载。在电压源变流器的情况下，能容易地长期与直流侧滤波电容器并联。在典型应用中，直流侧滤波电容器维持大约 1 ms~10 ms 的额定功率而不会使变流器停止运行。长时储能装置通常能维持额定功率几秒至几分钟。

4.2.3 有源馈电变流器的等效电路

有源馈电变流器的静态性能最好用图 3 中的等效电源和阻抗构成的等效电路描述。

为了更好地理解，最好将供电网络电压和变流器电压分为其基波和谐波。对于变流器电压，可分为两组谐波电压：

- 可直接控制的谐波。定义为可控或期望的谐波，用指数 v 表示；
 - 由脉冲频率和脉冲模式产生的谐波。定义为不期望（产生的）谐波，用指数#表示。
- 电压为所有负载产生的所有（期望和不期望的）谐波的叠加。

注：对于电流源型有源馈电变流器，可得出类似的结论。这时，用一组电流替换图 3 中的一组电压。

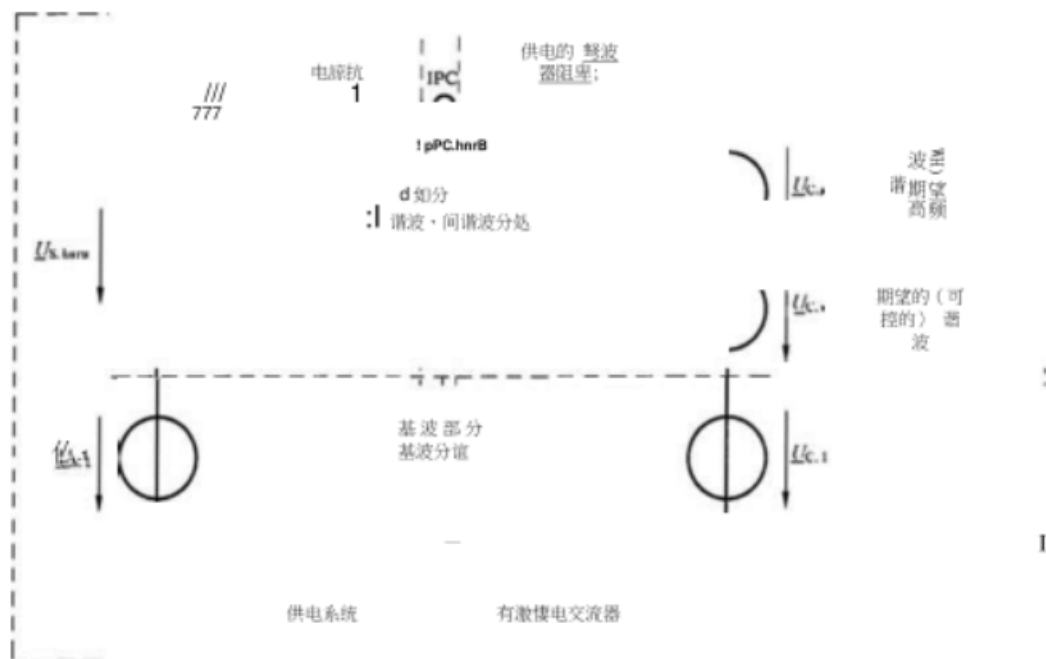


图 3 供电网络与有源电力变流器相互作用的等效电路

4.2.4 滤波器

供电侧滤波器通常设计为允许期望的谐波通过，而将不期望的谐波降低至不超过 EMC 环境规范 的规定值。如果有必要，可采取附加的滤波措施。

内部耦合点的供电系统条件以及经济因素的制约可能会导致附加的设计标准。

应指出的是，不期望的谐波的频率主要来自上行脉冲频率。变流器侧滤波电抗器的规格不得不考 虑这些高频，否则电抗器会过热。

如果使用直流侧滤波器，应衰减直流电压或电流的纹波，以便变流器和可能连接的设备正常工作。 直流环节滤波器的规格不得不考虑纹波含量，否则可能过热。

在某些情况下，直流侧滤波器的储能能力适合于应用的动态要求。一种应用是穿越（在供电网络短 暂中断期间及其后继续运行）。供电网络中的能最流或电力瞬变过程中的负载的快速变化也需要大量 的直流侧储能单元，否则直流环节特征量（电压或电流）可能会偏离保证 PWM 变流器正常工作的允差 带。即使时间很短，电压或电流的过冲也可能会损坏变流器的半导体元器件。

对于基波频率和可控谐波，供电侧滤波器可被认为是纯电感性的。根据拓扑和所选的控制原理，总 阻抗两端的电压降将产生供电侧电流。

总阻抗应受限制，以便对供电侧电流进行适当的动态控制。

4.2.5 脉冲模式

选定的脉冲模式生成方案对变流器特性的影响很大。三种主要的基本模式为空间矢量调制、优化 的同步脉宽调制和线路磁通定向。

注：空间矢量调制和对称脉宽调制导致相同的脉冲模式。

在空间矢量调制模式下，选择一系列零矢量和非零电压空间矢量，使得由控制请求的电压空间矢量 作为该序列的平均值结果。选择的零矢量应具有相同的持续时间。

在对称脉宽调制模式下，将设定曲线与参考三角函数比较。处理设定曲线的两种方式为：

- 自然采样直接将（模拟）曲线与参考三角函数比较；
- 在三角函数的极值处定期采样设定曲线的采样值，且将这些采样值与参考函数比较。

数字控制器通常采用规则采样。这两种方法的差异很小，但产生的谐波有所不同。

在参考值上叠加合适的零序分量瞬时值确保相等的零状态持续时间。这有时被称为“3 次谐波成倍注入”。如果将三相信号平均值的一半加在所有信号上，结果与空间矢量调制相同。

4.2.6 控制方法

控制方法的基本介绍参见附录 A 中 A.1 更详细的描述见参考文献。

4.2.7 电流控制

有源馈电变流器提供了调整馈入或抽取线路基波和可控谐波分量的可能性。该特性能有效抑制谐波，但会产生高频畸变，可能不得不采用合适的滤波器抑制。

图 3 中的线路电压通常是未知的，因为线路阻抗可能会随时改变，具体取决于实际的线路配置，包括其他附加负载。因此，控制方案通常基于内部耦合点（IPC）处可测量的电压（见图 1 和图 2）。同时，直流环节的特征量也是可测量的。

有源馈电变流器和相关控制方案的灵活性提供了大量的应用和相关控制方案。然而，主要目标是控制有功功率和控制无功功率或非有功功率（无功与谐波的矢量和）。期望的性能能通过控制有源馈电变流器引起的电流实现。有功功率、无功功率、非有功功率和纯谐波电流的参考值不得不由线路电压推导。

定义电流参考值的一种可能性是使用电阻性负载仿真。然后，能量从每个适用的供电电压分量馈入直流环节，从而为不期望的分量添加阻尼。如果内部耦合点处的电压为非正弦波，线路电流也将为非正弦波。

电阻性负载仿真的缺点是，如果尝试从直流环节向电源回馈能量，它可能会变得不稳定且增加谐波。在这种情况下，能量只能通过电流基波分量传递至电源。

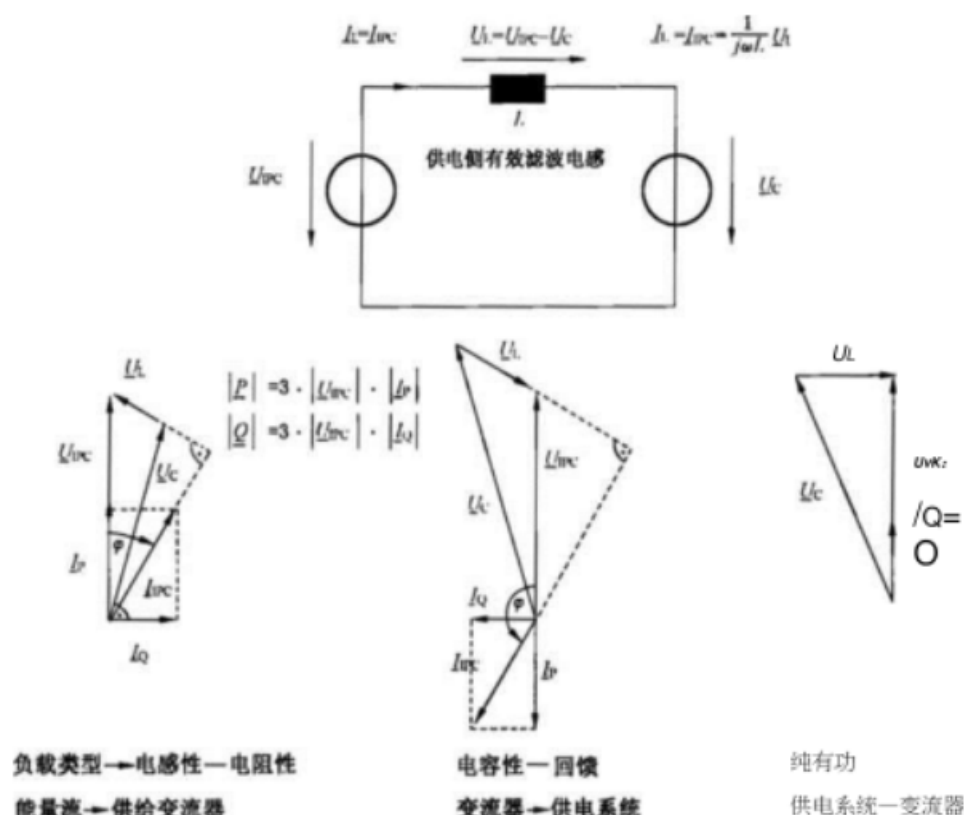
4.2.8 功率因数主动校正

以下内容基于向量描述的基波分量考虑。

适当控制变流器网侧电压使供电侧有效滤波阻抗两端的电压调节至期望值。该电压产生期望的线路电流 i ，有源馈电变流器能通过这种方式传送任意大小的无功电流（包括零），且在其规格范围内产生任意头小的无功功率（包括零）。因此，该变流器可用作补偿器，通过附加施加电容性或电感性电流使交流侧电源保持一定的电压水平。

对于理想的功率因数主动校正，滤波电感的电流相对于供电电压是正交的（滞后或超前 90° ）。矢量图示例见图 4。

显然，根据工作点的不同，很多情况下，变流器网侧电压应高于内部耦合点处的电压。规定变流器的额定值时应考虑到这一点。如上所述，动态控制需要更多的裕量。



注：在这种情况下，公共耦合点（PCC）也可由内部耦合点（IPC）代替。

图 4 不同负载条件下，电网和变频器的基波电压和电流矢量

4.3 有源馈电变流器的额定值

4.3.1 概述

要求的有源馈电变流器额定值受正弦波条件、谐波电流和动态条件多个因素影响。

4.3.2 正弦波条件下的变流器额定值

最恶劣的工况是具有额定电流、纯电容性、内部耦合点处的电压为允许的最高电压。在这种情况下，变流器仍然不得不瞬时提供所需的变流器网侧电压峰值。否则，不得限制电容性电流的大小，或线路电流将达不到期望值。

4.3.3 谐波电流情况下的变流器额定值

除之前讨论的正弦波条件下的额定值外，谐波电流控制还有进一步的要求。等效电路图（图 4）仍然有效。

每个期望的电流谐波在供电侧有效滤波阻抗上要求附加的电压。叠加原理是适用的。因此，要求所有电压能叠加。根据谐波电流的相角不同，瞬时所需的变流器电压峰值也会发生变化。作为最恶劣工况的额定值，应将基波和期望的所有谐波的所有电压峰值叠加至内部耦合点（IPC）处的电压峰值上作为变流器电压的最高瞬时值。如果该电压超过变流器的额定值，不会产生期望的线路电流。

在特殊情况下，如果内部耦合点处的电压包含许多谐波，内部耦合点处的电压峰值（包括最恶劣工况下叠加的谐波）应用作变流器的额定值。

4.3.4 动态条件下的变流器额定值

等效电路（图 4）仍然有效。但是，现在供电侧有效阻抗中的电流应动态改变。这要求在阻抗上施加一定的电压。该电压应由变流器提供。根据期望的动态性能，应对变流器的额定值进行匹配，以获得足够大的有源馈电变流器瞬时电压值。

5 有源馈电变流器应用中的电磁兼容（EMC）考虑

5.1 概述

本章涵盖了 EMC 方面的选择。其目的是选择合适的有源馈电变流器功能，保证不对供电网络其他设备产生干扰。

此外，还将描述使用有源馈电变流器对供电网络的主动均衡作用，以及典型的不良影响。

考虑到 2 kHz~20 kHz 频段电源阻抗的确定、电力电容器和其他设备的典型耐受能力以及供电网络谐振频率偏移的因素，给出了有源馈电变流器在 2 kHz~150 kHz 频段发射值的设计指南。

相关产品标准中给出了发射和抗扰度，例如关于电气传动系统的 IEC 61800-3 或关于不间断电源系统的 IEC 62040-2。

电气设备要求的最低抗扰度、供电网络中的兼容性水平和最大允许骚扰发射彼此直接关联。所有这些都会受经济因素的影响（见图 5）。



图 5 EMC 作为经济学工具的基本问题

接受 2 kHz~150 kHz 频段发射值的设计指南将使有源馈电变流器在智能电网和能效倡议范围内广泛用于电能控制。

在 2 kHz~9 kHz 频段，能设计多个有源馈电变流器系统以满足公共耦合点的发射值。多重有源馈电变流器一起使用时，允许使用抵消技术。

也可在 9 kHz 以上考虑这种方法。但是，由于辐射效应，在 150 kHz 附近可能不太有效。

5.2 低频现象（低于 150 kHz）

5.2.1 概述

低频 EMC 现象主要是由于供电网络与相邻网络之间的电导、电感和电容耦合以及连接至供电网络的装置之间的干扰所致。

谐波、电压波动、电压暂降和换相缺口是低频电源相关现象的一部分。不过，与传统变流器相比，电压波动和换相缺口显著减少。

有源馈电变流器产生的频率畸变源于半导体阀器件的开关，应通过有源馈电变流器的供电侧滤波器有效抑制（参见附录 B 中图 B.2）。

供电网络的阻抗和短路比 R_{sci} 对滤波器性能有决定性影响（见 5.2.3.2）。供电系统及其配置和负载应在评估中一起考虑。因此，限制发射的技术可能性应针对每种应用分别进行分析。

如果几个有源馈电变流器连接至相同的供电系统，应注意，由于随机叠加，产生的电压畸变将会低于或等于由一个大的等效有源馈电变流器引起的畸变。

应注意的是，非正弦波输入电流不仅由有源馈电变流器的畸变产生，且由非正弦波供电电压产生，导致寄生

电流流过配置的电容式输入滤波器。

直流侧联结处和/或供电侧滤波器的测量虽是一项具有挑战性的任务。在需要测量谐波的情况下，要求测量设备的带宽为脉冲频率的 10 倍~20 倍。

其他信息参见附录 B。

5.2.2 新型变流器拓扑及其对供电网络的优势

图 6、图 7 和图 8 通过呈现供电电流畸变和电压的典型波形对供电网络的影响，展示了不同拓扑的技术进步和主要里程碑。

随着新技术的出现，已实现设备输入电流更加接近理想的正弦波（长期以来的目标）。

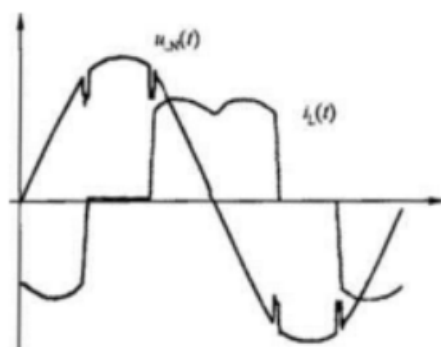


图 6 具有直流输出和电感性滤波的相控变流器的典型供电网络电流 $i_s(t)$ 和电压 $u_s(t)$

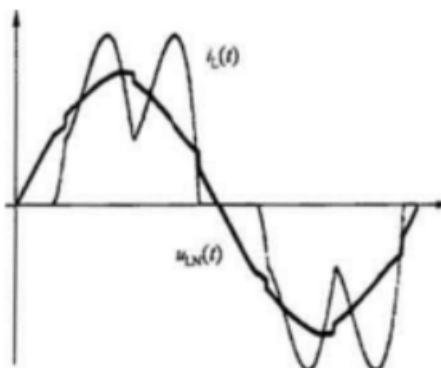


图 7 具有直流输出和电容性滤波的不可控变流器的典型供电网络电流 $i_s(t)$ 和电压 $u_s(t)$

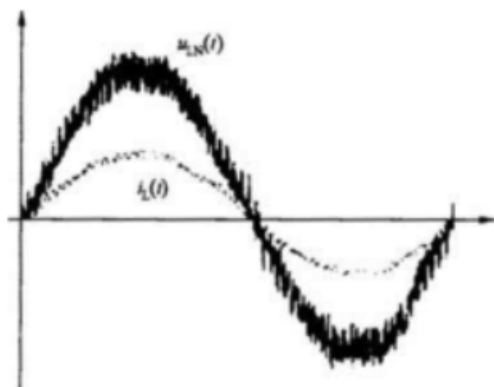


图 8 具有电容性滤波而无需附加滤波器，由 PWM 变流器实现的有源馈电变流器的典型供电网络电流 $i(t)$ 和电压 $u_{LN}(t)$

5.2.3 供电网络主动均衡

5.2.3.1 概述

有源馈电变流器能在两个方向（四象限运行）提供有功功率和无功功率（电容性或电感性）。因此，如果正确选择额定值，用户能应用有源馈电变流器动态补偿无功功率，而无需附加补偿装置。图 9 给出有源馈电变流器在不同线电压下可达到的有功功率和无功功率。

基于 PWM 技术的有源馈电变流器几乎不会出现低于脉冲频率的谐波电流畸变，除非为消除特定的谐波分量（见 4.2.7）而专门产生谐波电流畸变。

在这种情况下，变流器通常通过将低频谐波补偿至期望的程度改善供电质量（供电网络主动均衡），且能通过配备合适的控制系统和/或更高阶滤波器的这种变流器减少已存在的骚扰。内部耦合点处 i 谐波电流的很大一部分可能由供电网络的背景电压畸变引起。

不同的谐波能使用傅里叶分析计算，且通过单独的控制抑制或补偿。图 11 给出用于三相负载的有源滤波器示例，该方法也适用于单相情况。

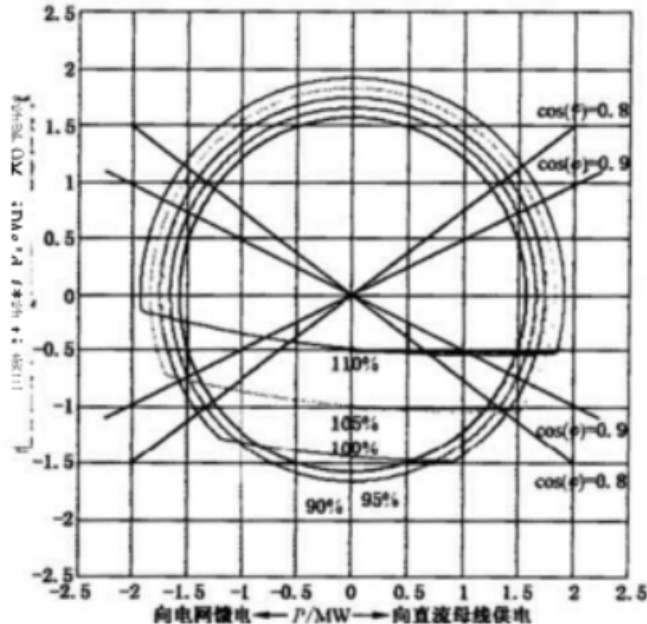


图 9 电压源型有源馈电变流器在不同线电压下可达到的有功功率和无功功率的标么值示例（变压器和滤波电感器组合的短路电压为 10%，X/R 比率为 10/1，直流电压为 6.5 kV）

5.2.3.2 典型的不良影响

由于有源馈电变流器中半导体阀器件开关动作的主动补偿的典型不良影响，可能在脉冲频率附近 及其整数倍处产生谐波。

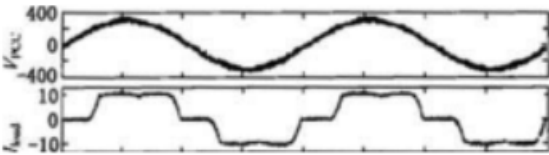
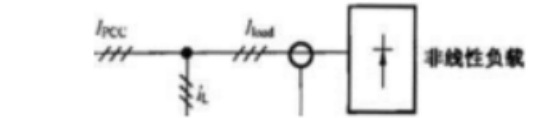
注 1：以下文字根据第 6 章中的两电平拓扑分析,在采用三电平或多电平技术的情况下，电压畸变大大减少。

与具有电流源特性的相控桥（传统变流器）不同，有源馈电变流器（电压源变流器）在桥的供电侧电 压波形由半导体阀的开关动作和直流环节电容器的电压决定（见图 10）。而且，变流器的脉冲模式几乎 不受负载影响。

由于这种特性，供电网络中的电压畸变取决于电压在供电网络阻抗和有源馈电变流器供电侧滤波 器阻抗之间的分配以及变流器的脉冲模式。当使用简单的 L 型滤波器且忽略供电系统的电阻和电容 时，产生的畸变最大。图 11 和式（1）～式（3）给出具有 L 型滤波器的有源馈电变流器的线电压和相电 压畸变的形成原理,且假设电

源阻抗为电感性。

典型的，有：



$$2t/ux \quad \frac{1}{3} X_{\text{f}}^S X \quad X_L \quad \dots$$
$$2九 \quad \frac{1}{2} X \frac{Ud}{U_{LL}} X y \quad X_L \quad \dots (2)$$

有源馈电

控制

$$\frac{1}{M2} \quad \frac{1}{C/LIN} X^3 \quad \dots (3)$$

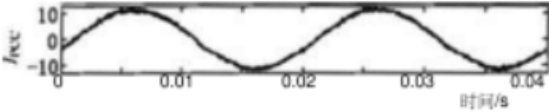


图 10 利用有源馈电变流器和适当的控制同时补偿供电系统中给定谐波的原理

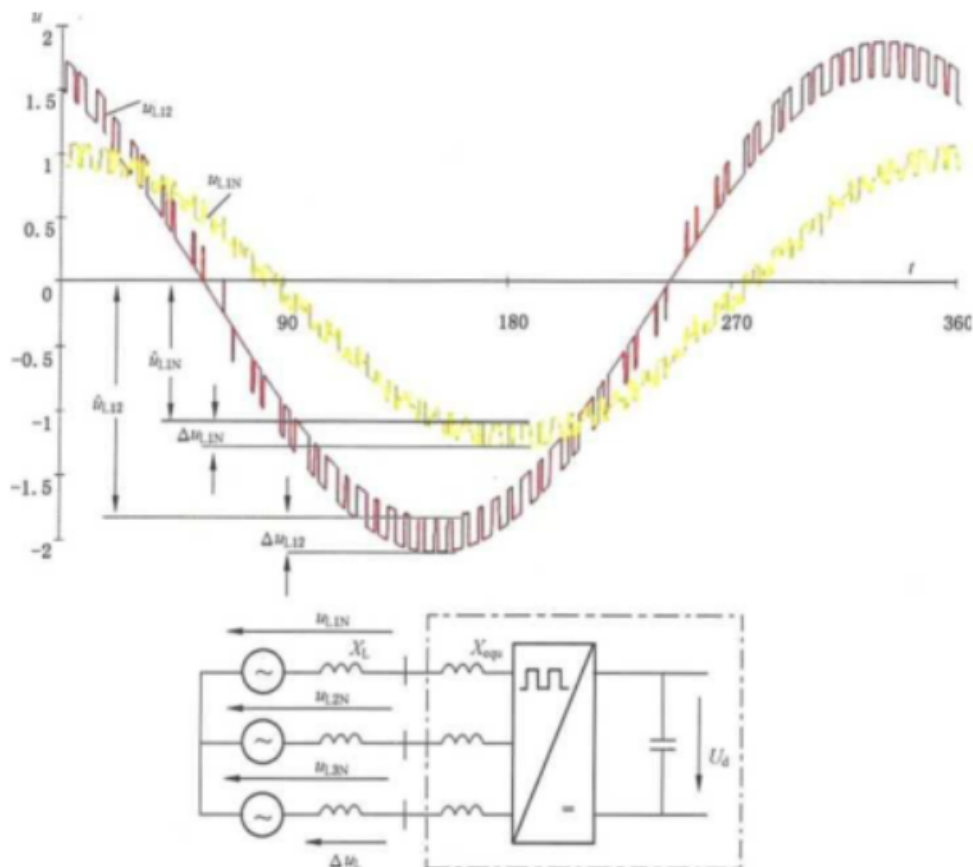


图 11 无附加滤波器·有源馈电变流器产生的线电压和相电压典型畸变
（“以百分比%给出，r 以电角度给出”）

根据图 27,考虑到供电网络阻抗对频率的依赖性,式 (2) 变为式 (4)。为了评估供电系统的预期畸变,宜使用短路比尺免计算。

217,(J-L2)

2

$Xh^{*}TU/SCV.equ\ XKaCaXXXu$

根据 3 · 18 心使用式(5):

$$\frac{Xh}{\sqrt{3} X X U}$$

(5)

式 (4) 变为式 (6) :

$$\frac{\Delta U^{me}}{U^{me}} = \frac{Xh \cdot IX}{Xh + "SCV.m\ XRg\ X"} \cdot \frac{Xh}{R zred} \dots\dots\dots(7)$$

除以 X_A , 有式 (7) :

$$\frac{AU<U-U>}{U^{me}} = \frac{p-f(k; U/SCV.equ; R sc^{*} M)}{2CZ_{red} \cdot 1 + wscgX \text{ 悻}}$$

左 zred

图 11 给出的示例中,脉冲频率为 3 kHz,短路比 $R_{sce} = 100$,供电侧 L 型滤波电感器“SCV”= 6% (参考有源馈电变流器的基本阻抗 $ZB=M^{\circ}m\ 沔/Sequ$, 因此 $XzUOaRsCcXXJ$ 。

由这些值可知,线电压 3 kHz 纹波幅值约为 1.3%。图 12 给出供电网络中典型的脉冲频率电压畸变,取决于脉冲频率 3 kHz 和由 L 型滤波器提供无源抑制的有源馈电变流器(两电平 PWM 型)的 Rae° 和 “SCV.equ o

对供电网络的不良影响，对于有源馈电变流器而言，电源阻抗在谐波电流畸变中扮演比传统变流器 更重要的角色。滤波电抗越小，影响越大。图 13 给出 L 型滤波器的示例。

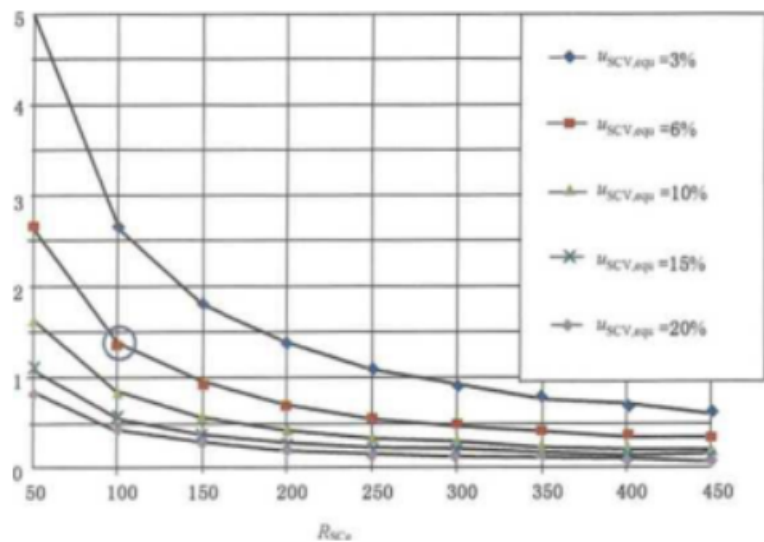


图 12 根据 5·2·4 中的线路阻抗，在脉冲频率 3 kHz 下运行的有源馈电变流器的
相对电压畸变（59 次谐波）与尺血的基本特性

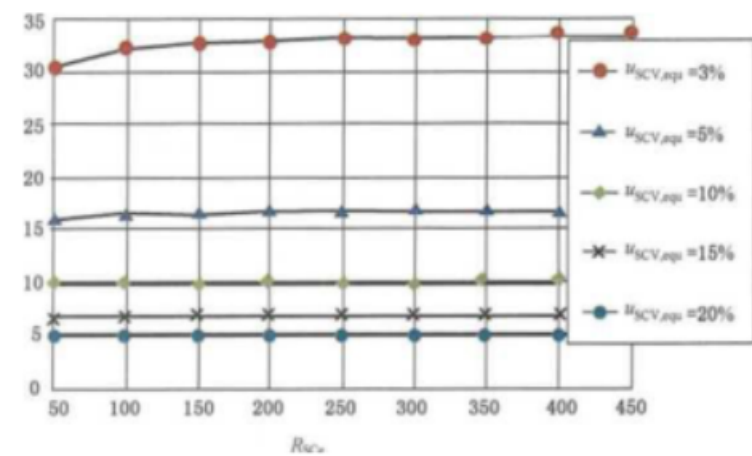


图 13 根据 5.2.4 中的线路阻抗，在脉冲频率 3 kHz 下运行的有源馈电变流器的
相对电流发射（59 次谐波）与 Rsc 的基本特性

这种特性的后果是，设备在弱电网络中的谐波电流畸变比在强电网络中低。因此，根据在强电网络 中测得的设备电流畸变进行计算，可能会夸大弱电网络中的估计电压畸变。

然而，尽管事实上谐波电流畸变随着更高的电源阻抗而降低，但更不利的电压分配比的影响占主导 地位，且可能导致过高的电压畸变水平。因此，尤其当有源馈电变流器连接至公共供电网络时，可能需 要附加的滤波措施。

为了减少脉冲频率及其边带处的电压畸变，可采用不同的滤波器配置。图 14 给出用于电压源变流器的三种最常用的差模线路滤波器解决方案。如前所述，L 型滤波器最简单。LCL 型滤波器的滤波效 率更好，线路频率电压降更小。可利用变压器的漏感作为供电网络侧电感器 J。如果控制中没有有源 阻尼，可能需要图 14 所示的阻尼陷波 LCL 型滤波器进行无源阻尼。为进一步抑制恒定脉冲频率纹波， 可使用陷波 LCL 型滤波器，通过第三个电感构建脉冲频率的串联谐振电路。应考虑到在倍数次脉冲频 率下，滤波性能会下降。

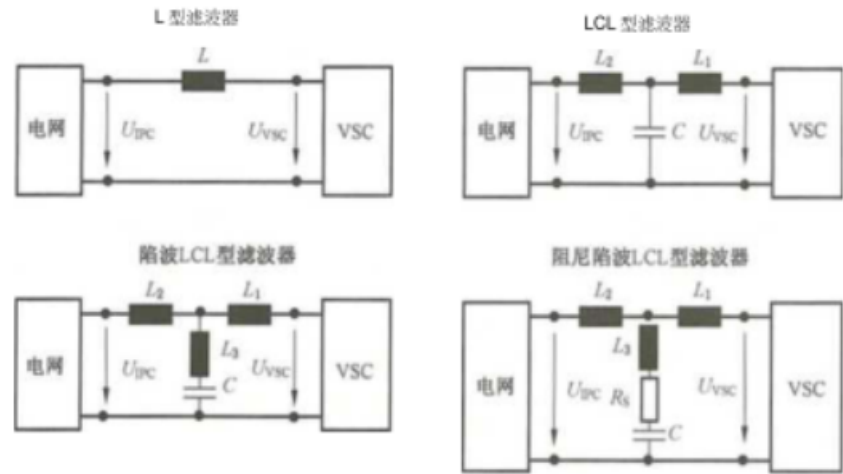
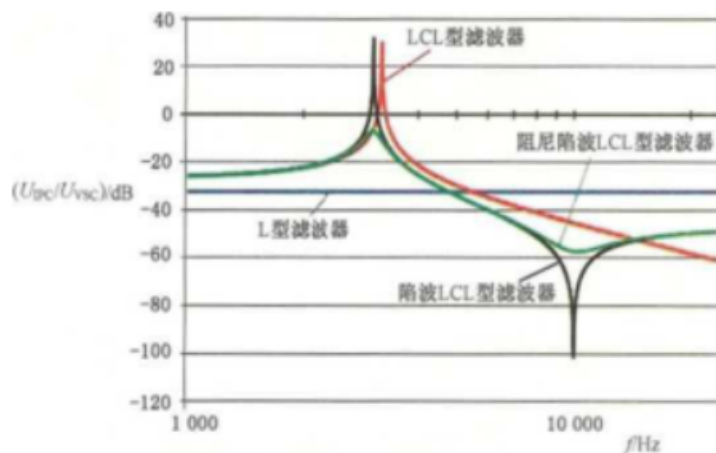


图 14 电压源变流器的三种常用差模无源线路滤波器拓扑的单相电路和无源阻尼示例

图 15 给出电压源变流器线电压衰减至内部耦合点处线电压的示例。假设供电网络为电阻性-电感性，其尺寸 $X=40\text{ m}\Omega$, $L_{\text{line}}=100\text{ }\mu\text{H}$ 滤波特性如下：

- L 型滤波器： $L=4\text{ mH}$
- LCL 型滤波器： $L_1=1\text{ mH}$; $L_2=1\text{ mH}$; $C=4.7\text{ }\mu\text{F}$
- LCL 型滤波器（陷波）： $L_1=1\text{ mH}$; $L_2=1\text{ mH}$; $L_3=54\text{ }\mu\text{H}$; $C=4.7\text{ }\mu\text{F}$
- LCL 型滤波器（阻尼陷波）： $L_1=1\text{ mH}$; $L_2=1\text{ mH}$; $L_3=54\text{ }\mu\text{H}$; $C=4.7\text{ }\mu\text{F}$; $R_s=10\text{ }\Omega$

注 2：尤其是对于 L 型滤波器，滤波器设计可能会考虑任何附加 EMI 滤波器的线间（X-Y）电容器，因为它们可对滤波性能产生相当大的影响。



生相当大的影响。

图 15 具有技术先进的差模无源滤波器拓扑，电压源变流器线电压衰减至内部耦合点处线电压的示例

有源电压变流器滤波电路设计应考虑到，可能在滤波器的调谐谐振频率以下与供电网络阻抗产生不期望的谐振，这可导致电源阻抗在较低频率范围内的无意增加。图 15 给出的示例约为 2 kHz。由于这种影响，如果在较低频率下具有明显谐波畸变的传统变流器在同一供电网络上与有源电压变流器连接，就可能产生谐振。

附录 A 中 A.7 给出了一个实例。

在这种情况下，可能需要在附加的滤波器中增加阻尼电路。这样就降低了这种谐振的影响，见图 15 中的绿色曲线（阻尼陷波 LCL 型滤波器）。有源电压变流器控制中可包含阻尼功能，替代既增加损耗又降低滤波效应的无源阻尼电路。但是，这种有源阻尼要求滤波器的谐振频率低于脉冲频率的

一半。

5.2.4 在 2 kHz~20 kHz 频段测量供电网络阻抗

有源馈电变流器脉冲频率范围内的供电网络阻抗值及其谐波可能对电气或电子设备的传导发射具有重大影响。

一个专门的研究项目研究了中欧各工业和公共供电系统中，内部耦合点处的供电网络阻抗，目的是确定频率至 20 kHz 的供电网络阻抗的统计分布。这一方面有助于为有源馈电变流器设计性价比高的供电侧滤波器，另一方面对于定义有源馈电变流器的发射水平有用。

这些研究在德国北部、中部和南部以及法国北部的多个地方进行了三年多。在每个测量地点，每隔一小时测定一次供电网络阻抗。一般来说，每个测定都要求全天测量（参见参考文献[1]）。有关各种可能的方法的解释参见附录 A 中 A.8。

研究的所有网络的额定电压均为 400 V，均为电缆网络。以下结果对架空线无效。

图 16 给出测量设备与供电网络的连接。测量设备可在频率至 20 kHz 的情况下进行如下测量：

- 复数相阻抗 Z_{ph} 及其平均值；
- 复数线阻抗 Z_L ；
- 复数正序阻抗 Z_1 。

图 17 给出空载情况 F 低压变压器的阻抗特性。这基本上对应于漏抗。

图 18 给出一整天内供电网络阻抗测量的示例，能从中检查阻抗的变化。

白天，许多负载连接至供电网络，阻抗相当低。夜间，阻抗趋于增加。由于负载被切除，供电网络阻抗有时会在夜间增加一倍。在几乎一半供电系统中，昼仅有显著差异。频率较高（6 kHz 以上）时，差异比频率较低时更显著。



图 16 供电网络阻抗测量设备的连接

1) 方括号中的数字为本标准参考文献的序号。

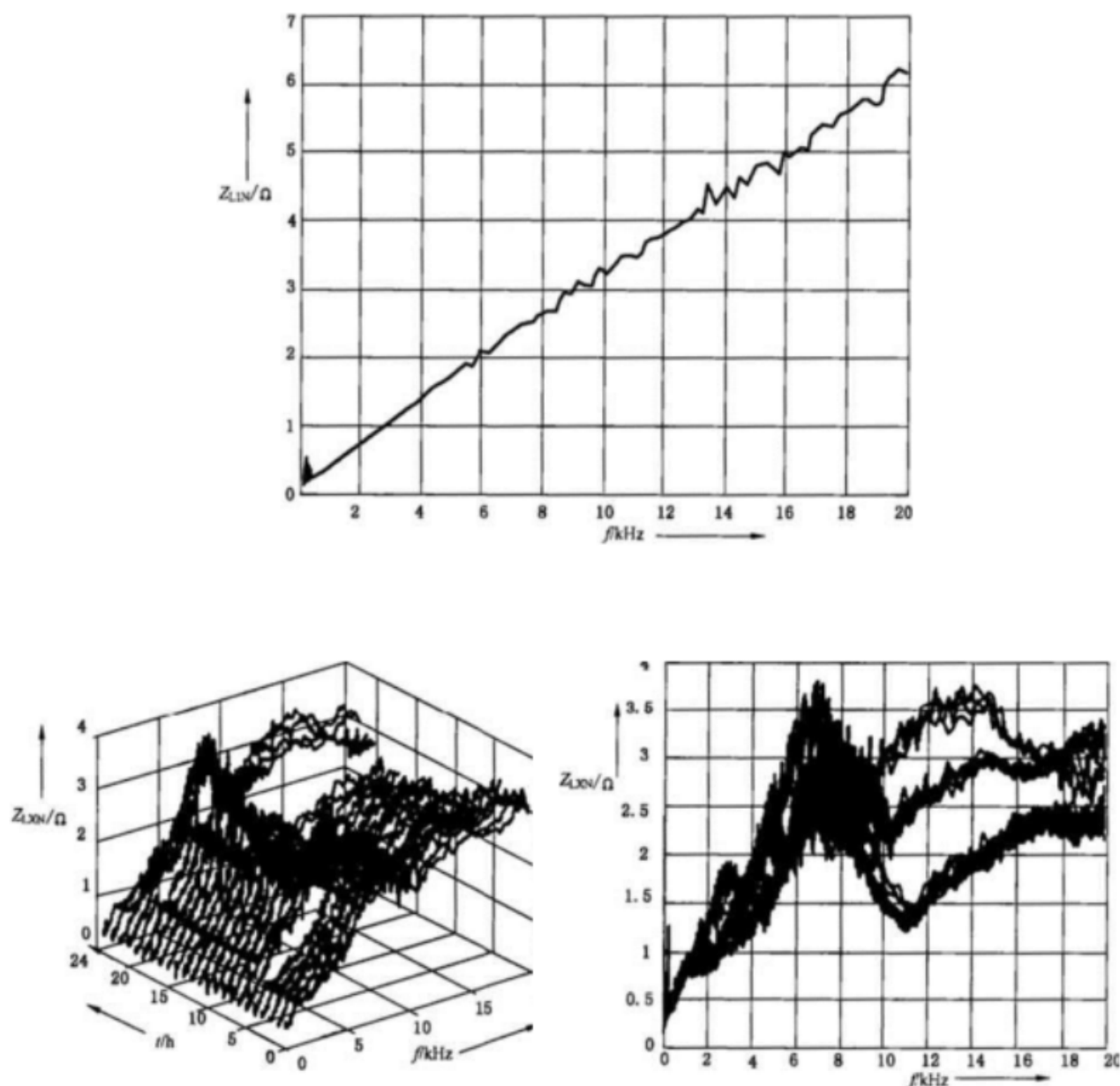
图 17 空载情况下测得的低压变压器的阻抗示例 ($S = 630 \text{ kVA}$, $\alpha = 6.08\%$)

图 18 一个地点一天内测得的供电网络阻抗变化

尤其是供电侧具有电力电子电路的负载和相应的电容滤波将影响系统阻抗。图 19 给出具有负虚部的供电系统，即供电网络在一定频率范围内显示出电容性。

约 20% 的被测供电网络在所测频率范围内显示出供电网络阻抗的电容（负）虚部。

图 18 和图 19 所示的阻抗是在相线与中性线之间测得的，仅为典型示例。因此，图 20 给出各频率下电力系统阻抗统计分布的评估。为此，在 25 个不同的测量地点（德国北部、中部和南部以及法国北部）进行了测量，

GB/T 39275—2020/IEC 62578:2015

并记录了超过 1 300 张图表。

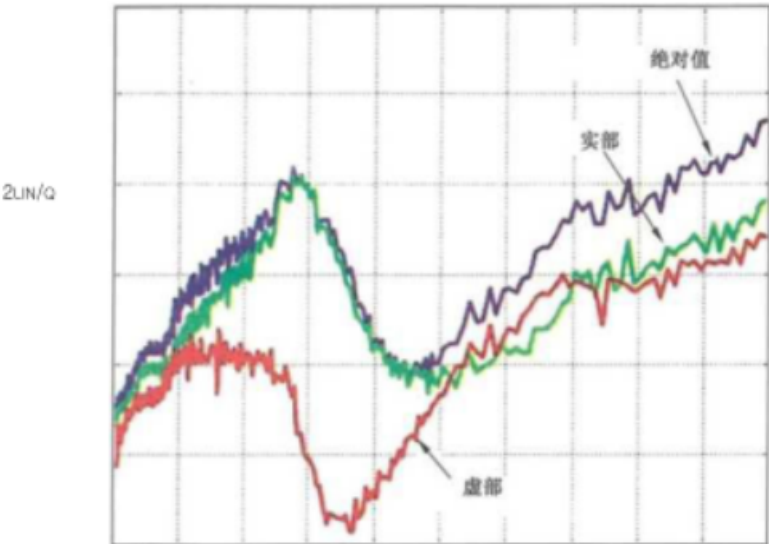


图 19 具有部分负虚部的供电网络阻抗

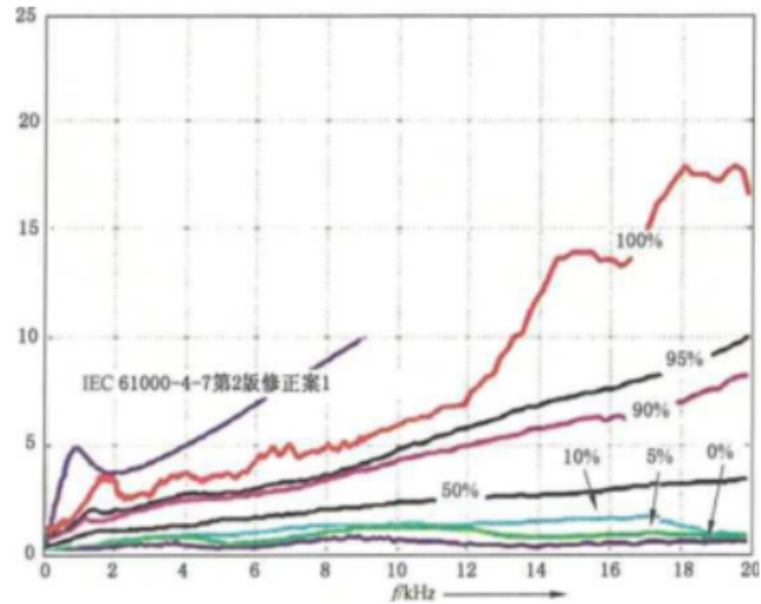


图 20 低压系统中，电力系统阻抗(在相线与中性线之间测得)随频率的分布

图 20 中，100%曲线为所有电力系统阻抗曲线的包络线，由每个频率控制点的所有最大值构成；0% 曲线由每个频率的所有最小值构成；例如，50%曲线显示每个频率的阻抗值，发现一半电力系统的阻抗 较高而另一半较低。图 20 还给出 IEC 61000-4-7 中用于谐波和间谐波测量的线路阻抗稳定网络(LISN)的阻抗曲线。

根据图 20,测得的阻抗大大低于 IEC 61000-4-7: 2008 给出的阻抗曲线。这表明，对于高达 9 kHz 的频率使用该阻抗曲线会导致对畸变的高估。

高于 9 kHz 时，规范化的阻抗依据 CISPR 16-1-1 的规定。

相线与中性线之间的阻抗主要对单相负载很重要。对于对称三相负载,如果没有连接的中性导体，各相阻抗是相关的。

衡量这一点的是正序系统的阻抗。在大多数电力系统中，这种正序系统和负序系统是相同的。这

已被参考文献〔2〕以及进行的测量证实。

正序阻抗为正序系统中电压与电流的比值。

零序系统的阻抗与这些特定的分析无关，在没有连接中性导体的三相设备中也是如此。

在阻抗值对称的情况下，式(8)适用：

$$2p_{os}(JW) = Z_{L1}(j\omega) = Z_{L2}(j\omega) = Z_{L3}(j\omega) = Z_L(j\omega) \dots\dots\dots (8)$$

注1：在阻抗值不对称的情况下，阻抗矩阵包含二次元素(参见参考文献〔2〕)。在典型的供电系统中，这些元素可忽略不计，因为它们远低于对角元素，只有对角元素可用于计算正序阻抗。

正序阻抗值的统计评估结果如下。

图20和图21表明，平均而言，正序系统的阻抗值 I_{Zp} 比相导体与中性导体之间的阻抗小约50%。

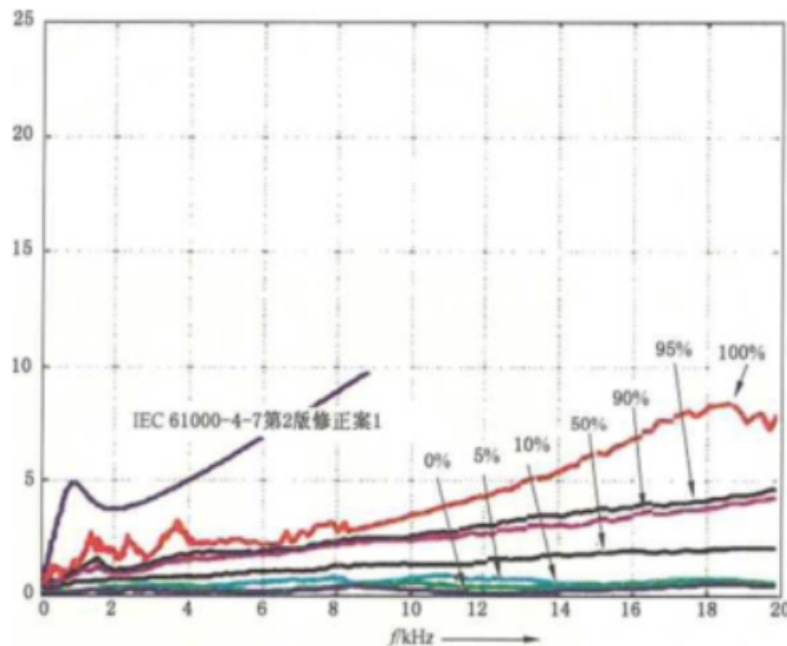


图21 低压供电网络中，正序阻抗与频率的统计分布

在 IEC 61000-4-7 中，中性导体的阻抗设置为零，这意味着几乎是线路阻抗值的两倍。图20和图21给出的线路阻抗稳定网络(LISN)的阻抗高于所有测得的相导体与中性导体之间的阻抗，也大大高于所有测得的正序阻抗电平。

电力系统阻抗在公共和工业供电网络方面也存在显著差异。

另外，应注意的是，谐振在10 kHz以下更频繁。由于网络阻抗，大多数谐振预计发生在1 kHz~4 kHz。

如测量结果所示，系统阻抗曲线确实没有与频率成比例增加，而是在2 kHz以下急剧增加。高于2 kHz时，坡度明显减小。因此，2 kHz~9 kHz频段的电力系统阻抗不得根据50 Hz阻抗用线性外推法近似计算。

注2：例如，图21中，90%曲线的50 Hz阻抗值约为0.75 Ω，而9 kHz时的阻抗值约为3.1 Ω（为0.75 Ω的4.2倍）。根据50 Hz阻抗线性近似至9 kHz将得到10 Ω，该值过高。

5.2.5 适合2 kHz~9 kHz频段的线路阻抗稳定网络(LISN)

5.2.5.1 概述

为通过仿真预测系统扰动，需要建立电力系统阻抗分析模型。用于仿真的模型如图22所示。



图 22 描述供电网络阻抗的等效电路

阻抗值 Z 需要由各个组件模拟。用于 Z 的组件越多，模拟的阻抗越准确，但模拟所需的计算能力也就越大，实现这种网络的实用性越小。

因此，从图 23 的拓扑中找到准确模拟测量曲线与为此所需的计算能力之间的一种有效的折中。

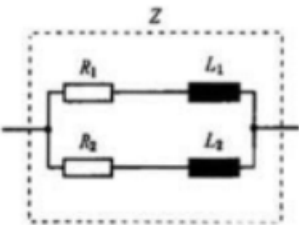


图 23 电力系统仿真的电路拓扑

表 1 不同电力系统阻抗曲线的线路阻抗稳定网络参数

曲线	K/Q	R_2/Q	Li/xH	
10%	0.10	0.55	12.0	0.5
50%	0.49	2.55	30.9	13.0
90%	1.07	7.07	51.0	21.1
注：表中的参数通过匹配相应的阻抗曲线(例如图 20 中的 50%曲线)验证。				

阻抗 Z 由式(9)计算。

$$Z(c \ll \omega L_1; R_2 / L_2) = \frac{R_1 + j\omega L_1 + R_2 - j\omega L_2}{1 + j\omega L_1 / R_2}$$

(9)

式(9)表示回归分析意义上的试验函数。可见,试验函数是非线性的、复杂的。
近似的阻抗曲线和测得的 50%阻抗曲线如图 24 所示，它们在 2 kHz~9 kHz 频段的一致性很好。

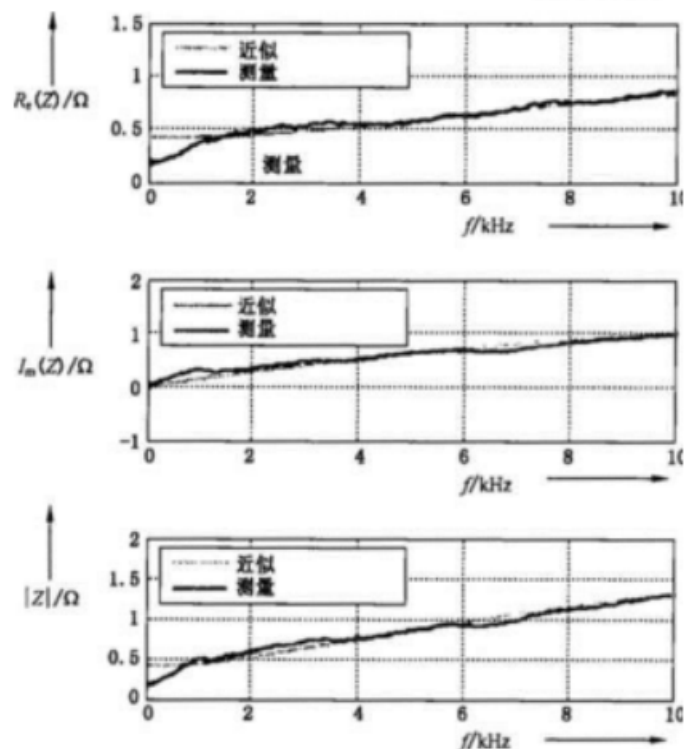


图 24 近似的和测得的 50%阻抗曲线

5 · 2.5.2 2 kHz~9 kHz 频段单相线路阻抗稳定网络(LISN)

为测录畸变，线路阻抗稳定网络(LISN)是必要的，而对于 200 A 以上的电流，其适用性可能很有限。与仿真模型相比，实际的线路阻抗稳定网络(LISN)不仅提供规定的电力系统阻抗，而且，对基波而言构成与电力系统的连接,对所有谐波而言确保与电力系统的解耦。

IEC 61000-4-7 为线路阻抗稳定网络(LISN)提出了以下电路拓扑。

图 25 所示的线路阻抗稳定网络仅适用于单相应用，它提供相当高的阻抗值,该阻抗值与实际电力系统阻抗不匹配。

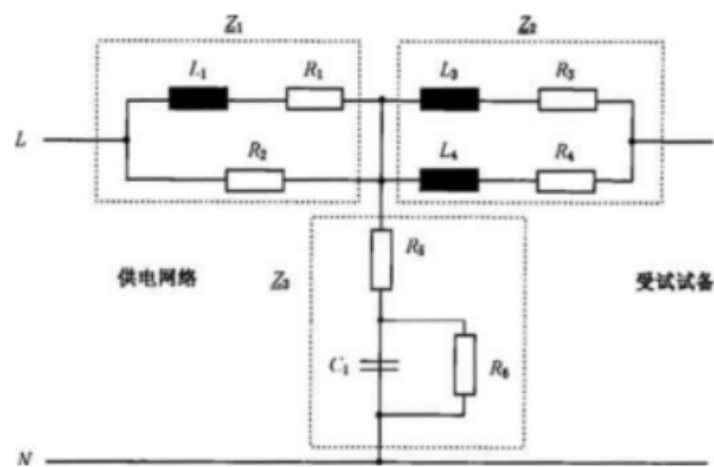


图 25 根据 IEC 61000-4-7,用于线路阻抗稳定网络的单相电路拓扑

5.2.5.3 2 kHz~9 kHz 频段三相线路阻抗稳定网络(LISN)

未来将应用扩展至三相设备，并将阻抗分配至三相导体和中性导体，图 26 给出以下拓扑，图 27 给出验证。

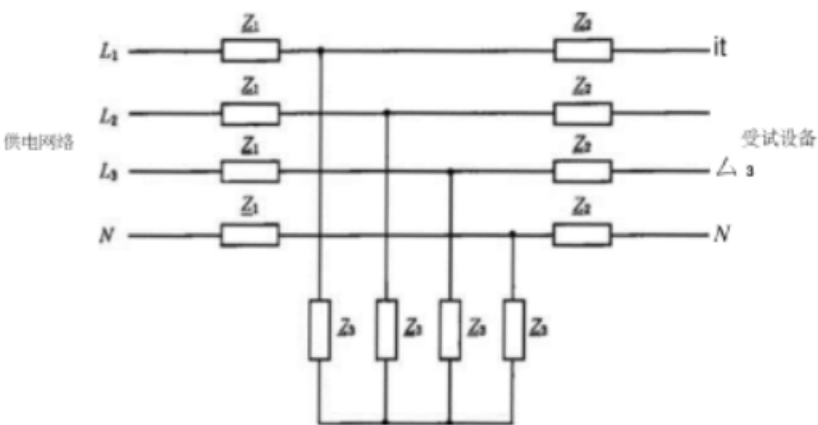
Z_1 、 Z_2 和 Z_3 的赋值取自图 25 和表 2。

对于额定电流大于 100 A 的有源馈电变流器 L_1 、 R_1 、 G 、 R_3 、 R_4 和 C 的电感值可通过因子 100 A 减小。
为真实地实现线路阻抗稳定网络 (LISN),应规定组件允差。电阻的允差通常为 1%,这不重要。

磁性元件和电容器的允差通常为 5%~10%,这会明显影响阻抗曲线。由于提出的线路阻抗稳定网络(LISN)具有高阻尼,不会产生谐振效应。

在最恶劣工况下,允差为 10%(C 和 L_1)时,与图 27 中曲线的偏差为 7.5%。这可能导致畸变增加或减少 0.6 dB₀允差为 5%时,偏差仅为 0.3 cB_e。

相关的阻抗曲线见图 20 和图 21。组件 L_1 、 L_2 、 L_3 、 G 和 G 用于耦合和去耦,对线路阻抗稳定网络的阻抗仅有较小影响,而和 G 为此处考虑的 2 kHz~9 kHz 频段提供规定的电力系统阻抗。



注： Z_1 、 Z_2 和 Z_3 的赋值取自图 25 和表 2。

图 26 用于线路阻抗稳定网络的三相电路拓扑

表 2 图 25 和图 26 描述的线路阻抗稳定网络(LISN)参数

n		R_s Q	n	n	$\& n$	L_x pH	L_a mH		G pF
0.02	0.8	0.38	7.03	1	10	100	44.2	22.1	50

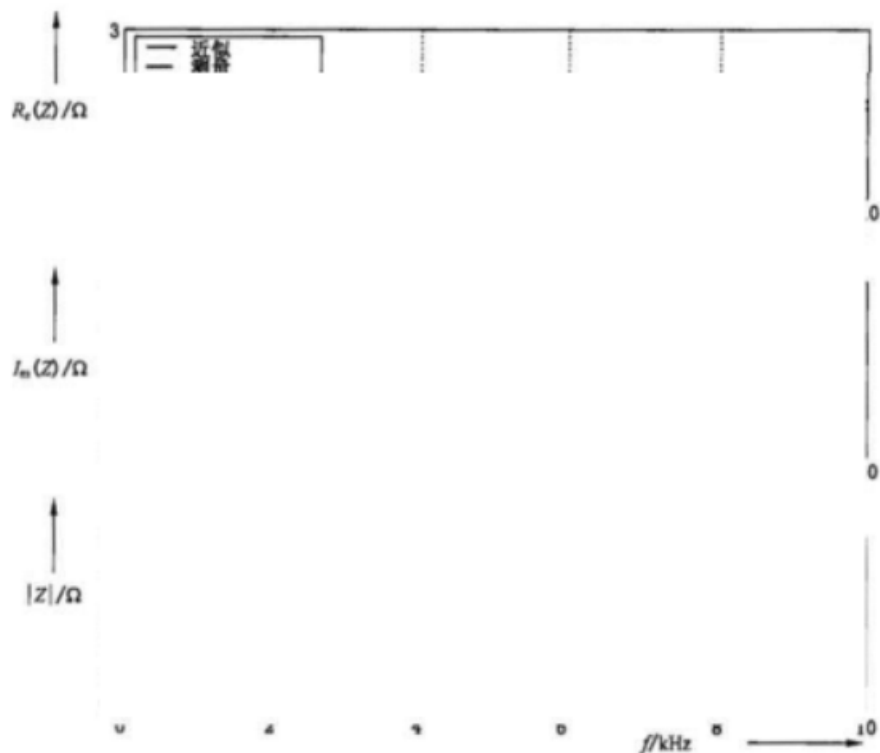


图 27 图 26 所示线路阻抗稳定网络（LISN）90%曲线的阻抗变化

5.2.6 对 2 kHz~9 kHz 频段工业设备的影响

5.2.6.1 概述

为确定工业设备在 2 kHz~9 kHz 频段的抗扰度，各种设备均在基波上叠加 2 kHz、5 kHz 或 9 kHz 电压进行了试验，幅值分别为基波的 2%、5%和 10%。

已经研究以下设备：

- 具有以下拓扑的工业电源：未配置功率因数控制器的单相工业电源（交流 230 V/直流 24 V）、配置功率因数控制器的单相工业电源（交流 230 V/直流 24 V）和三相工业电源（交流 400 V/ 直流 24 V）；
- EMI 滤波器（共模和差模）；
- 变压器；
- 具有以下拓扑的电气传动系统：无电感器和宜流大电容，线路电感器为直流电感器。

从功能和热学的角度观察了 2 kHz~9 kHz 频段的抗扰度。工业供电网络中未考虑谐振效应。

2 kHz~9 kHz 频段的畸变会由于 EMI 滤波电容器引起附加电流。在 9 kHz 和幅度 10%的情况下，电流能达到电源额定电流的 10 倍。这会导致内部熔断器或支路熔断器熔断。尚未发现电容器内部的热损耗很大，尽管通常不能排除这种情况（参见 B.1.3）。

在谐振条件下，直流环节电压可能增加。电压的控制不受此频段中畸变的影响。未观察到电源效率的显著变化。

能观察到二极管整流器多次过零换相。这些可能导致温度以 5%或 10%的幅度增加。

5.2.6.2 EMI 滤波器

如果 2 kHz~9 kHz 频段存在畸变，用于 EMI 滤波器的电容器可能产生附加的电容性电流，其幅值可能会超过已安装设备的标称电流值。这可能导致熔断器熔断或断路器跳闸（参见 B.1.3）。谐振也可能发生，但是尚未研究，因为各种 EMI 滤波器具有不同的谐振频率。

5.2.6.3 变压器

试验中的变压器在被检查的 2 kHz~9 kHz 频段不易受高达 10%幅值的骚扰。未测得明显的附加 铁损和明显的可闻噪声。但通常并不能完全排除，因为变压器的性能取决于其设计。由于机械共振（见 5.4），即使在 2 kHz~9 kHz 频段的低振幅下，也已注意到其他变压器中的一些可闻噪声发射。

5.2.6.4 电气传动系统

研究了使用 IGBT 的三种不同的电气传动系统拓扑：

- 具有直流大电容的电气传动系统（图 28）；
- 具有直流大电容和线路电感器的电气传动系统（图 29）；
- 具有直流大电容和直流环节电感器的电气传动系统（图 30）。

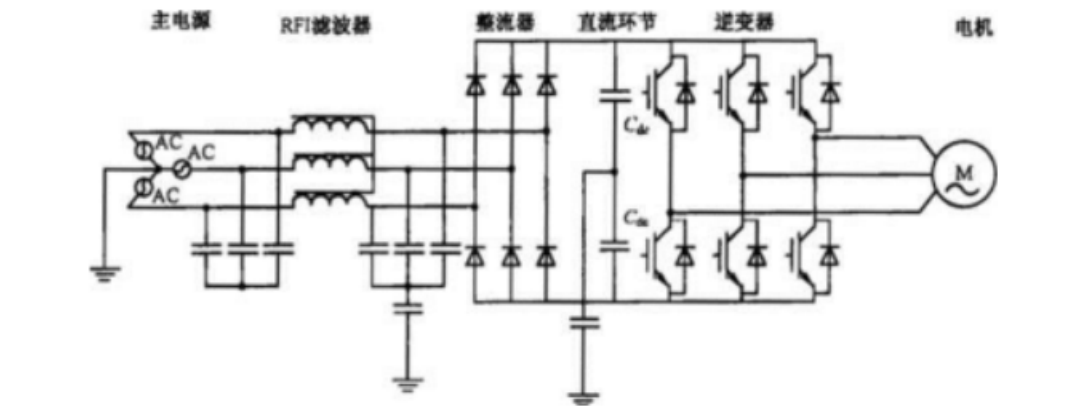


图 28 具有直流大电容的电气传动系统

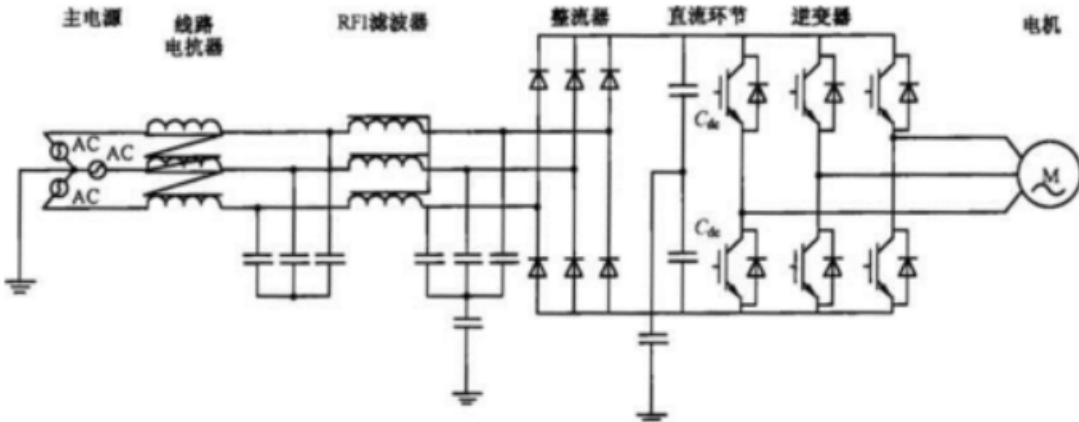


图 29 具有大电容和线路电感器的电气传动系统

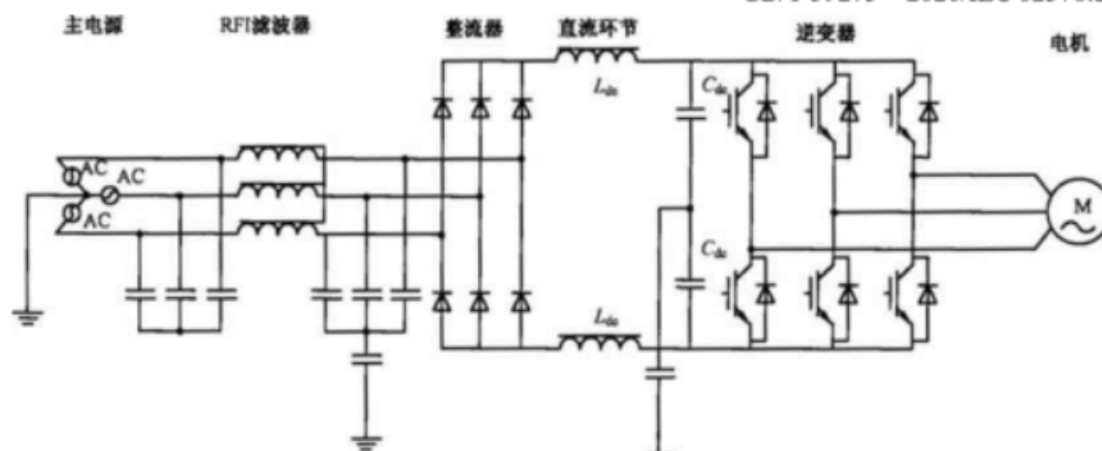


图 30 具有直流大电容和直流环节电感器的电气传动系统

5.2.6.5 具有大电容的电气传动系统

直流环节电压可稍微抬升，在 2 kHz 和 10% 幅值处观察到最大抬升：直流环节电压抬升了 9%。

观察了整流器多次过零换相。这种现象在较高频率下会减少，在 9 kHz 时不再观测到。

如 A.6 中解释的那样，通过 EMI 滤波电容器的电流会因骚扰而增加。

5.2.6.6 具有大电容和线路电感器的电气传动系统

使用线路电感器时，电气传动系统的抗扰度在加载条件下增加。然而，对于待机模式下的测量实例，2 kHz ~ 9 kHz 频段的畸变造成直流环节电压抬升。最恶劣工况发生在 2 kHz，畸变为 10%。在这些条件下，直流环节电压抬升了 28%。畸变 2% 时，直流环节电压抬升了 4.8%（参见 A.5）。

5.2.6.7 具有大电容和直流环节电感器的电气传动系统

在观察到的具有大电容和直流环节电感器的电气传动系统情况下，直流环节电压略有抬升。在这种特殊情况下，在 2 kHz 和 10% 幅值下观察到最恶劣工况，直流环节电压抬升了 5.9%。

5.3 高频现象（150 kHz 以上）

5.3.1 概述

为减少干扰（差模/对称模式和共模/非对称模式），应选择适当的组件和方法，以找到经济的解决方案。

5.3.2 减少畸变

有源馈电变流器共模畸变的减少与开关电源的畸变抑制类似。但是，由于有源馈电变流器的尺寸更大，电容性电流更大，因而要求适当的抑制组件。此外，供电电缆的正确接地和屏蔽也很重要。

差模高频干扰的抑制功能可融合至滤波组件中（见图 32）。然而，设计滤波组件时应谨慎，以便在高频范围内保持其低频性能。

5.3.3 抗扰度

应在装置输入端、装置本身以及朝向负载的输出端进行射频滤波或保护。通常，有源馈电变流器内部的畸变比来自外部源的畸变大得多。因此，应避免从内部电源布线至信号布线的交叉耦合。信号输

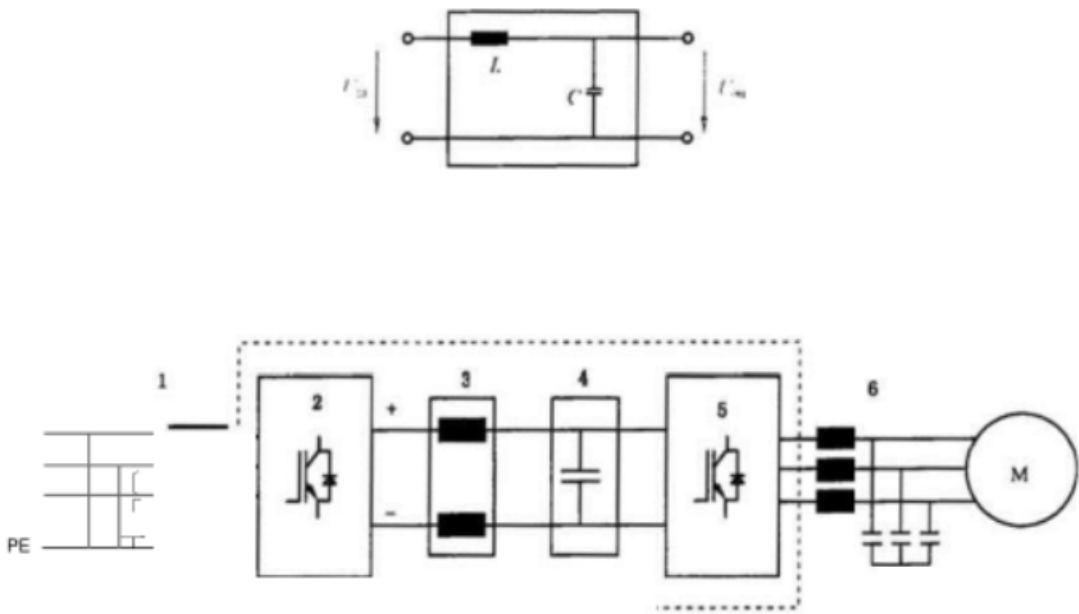
入和输出应通过电气分隔或独立电源保护。

5.3.4 EMI 滤波器

在没有 EMI 滤波器的情况下，高频畸变水平能达到超过 120 dBpV 的值。在大多数应用中，EMI 滤波是必要的，以符合要求的限值。

注：由于漏电流增加，使用 EMI 滤波器可能会与剩余电流电器（RCD）保护装置不兼容。

为实现合理的电磁兼容解决方案，需要将滤波、接地和屏蔽抑制技术结合。图 31 和图 32 给出这些应用中



- 说明：
- 1— EMI 滤波器或扼流圈；
 - 2— 供电侧变流器（有源馈电变流器）；
 - 3— 共模扼流圈；

图 32 具有高频 EMI 滤波器系统的电气传动系统框图

5.4 可闻噪声影响

连接至相同供电网络的不同电气设备（例如小型插拔式电源、荧光灯扼流圈、白炽灯、玻璃陶瓷炊具顶部）的可闻噪声可能由于电压畸变而增加。

采用适当的滤波措施抑制电压畸变时，可闻噪声也会随之降低。

注：即使在很低的激励水平下，可闻噪声发射也常常是由于固体放大引起的，就像乐器的共振那样。噪声问题大多能通过改善机械问题解决。在电气传动系统中，这个问题正是通过调整开关频率解决的。

5.5 漏电流

由于通电部件与接地之间的阻抗，例如连接在供电网络导体与 EMI 滤波器的接地之间的电容器或供电网络导体与屏蔽的供电电缆的接地之间的杂散电容，漏电流可能大于 3.5 mA。因此可能需要固定的和冗余的接地连接（见 IEC 61800-5-1）。

剩余电流电器（RCD）通常与非住宅设备不兼容。

常用的基本 EMI 滤波器拓扑和框图。

5.6 系统集成和专门试验

此类变流器的电气安全和热安全根据相关产品标准进行了试验。

鉴于有源馈电变流器的电击防护要求,应考虑到电压源变流器通常配备有大的直流环节电容器,即使在电源断开后,其中也存储有电能。因此,应提供适当的措施,使之在切断有源馈电变流器后放电。放电性能应通过估算存储的能量或切断有源馈电变流器后 1 s~5 s 内测量电容器电压检查。

除了不可控整流器既定的试验外,宜对有源馈电变流器进行以下型式试验:

- 不平衡线电压下的运行特性;
 - 供电过电压或欠电压情况下停机;
 - 单相和三相供电电压中断和短时暂降情况下的运行特性;
 - 在过电流情况下,有源馈电变流器供电端口设备短路而关闭;
 - 在最大电流和直流环节电压的最高参考值下停机(宜直流环节电压不应抬升至不允许的值);
 - 电力恢复期间断开与供电网络的连接。
- 可能需要进一步的试验,仍在考虑中。

6 电压源型两电平拓扑 PWM 有源馈电变流器的特性

6.1 概述

本章讨论电压源型两电平 PWM 有源馈电变流器的特殊性能。

6.2 功能概述,基本电路拓扑

电压源型两电平 PWM 有源馈电变流器通常使用的脉冲频率为 1.5 kHz~16 kHz。它们能实现四象限运行,且能控制任何相角的正弦波线路电流。有功功率和无功功率能彼此独立控制。还能以相同的电路实现有源滤波器。由于其发出功率的能力、良好的可控性以及线路干扰小,它们与变频器一起用于传动和风力发电系统,作为一种改进技术替代不可控整流器。

图 33 给出电压源型两电平 PWM 有源馈电变流器的基本拓扑,包括供电侧电抗 X 、电子阀器件和直流环节电容器 C ,负载可为具有直流电压输入的任何电路,例如斩波器或机器侧变流器。有源滤波器通常没有负载。电子阀器件将直流电压连接至电源 0~S 相。电抗 X 即将电源与变流器输入电压的瞬时值分开。

为了正常运行,要求电源与变流器输入端之间的电抗 ($X_s + X_{\text{网}}$) 有最小值。将畸变抑制到允许值需要附加滤波组件(见 5.2.3.2 和 5.2.6.2)。

由于电压源型两电平 PWM 有源馈电变流器的直流环节未连接至电源的中性点,变流器输入端的线电压为 $\pm U_d$ 或零,直流环节对地有一个共模电压:

$$U_{\text{cm}} = \frac{U_d}{3}$$

图 34 给出线电压 u_{s1-s2} 和相电压 u_{s1} 相对于基波相电压 $U_m \sin \omega t$ 的典型波形。直流环节的共模电压如图 35 所示。

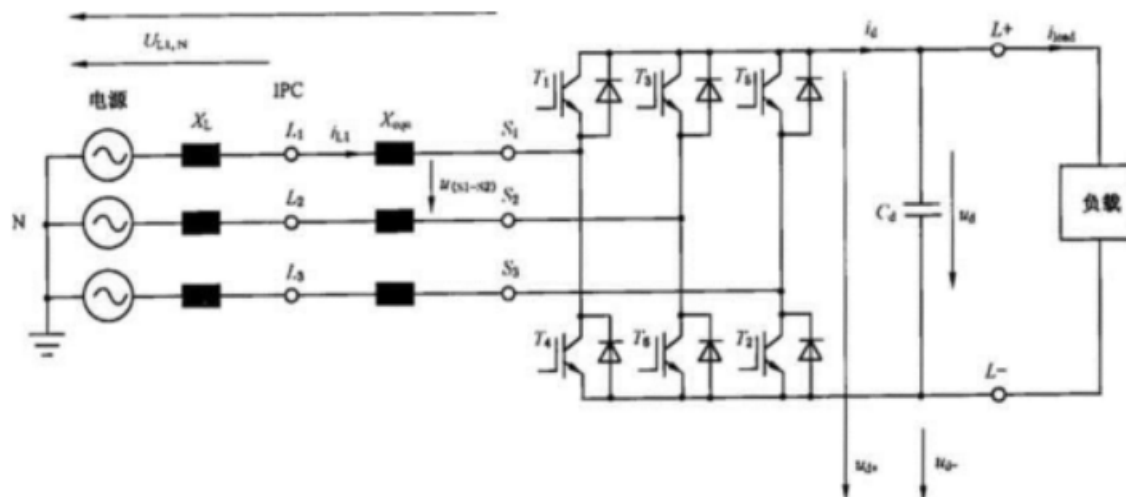
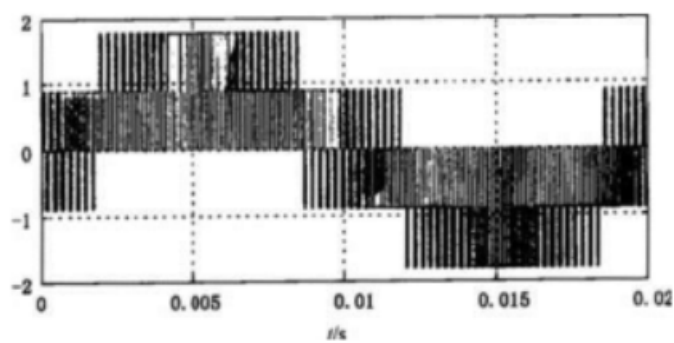
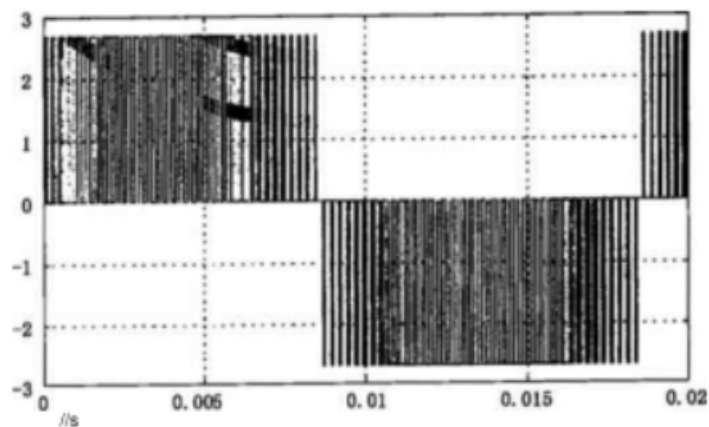


图 33 电压源型两电平 PWM 有源馈电变流器的基本图解



注：电源频率为 50 Hz

a) 脉冲频率 4 kHz 时, 电压 u_{sr}/U_z 的典型波形



注：电源频率为 50 Hz.

b) 脉冲频率 4 kHz 时, 电压 u/V 的典型波形

图 34 脉冲频率 4 kHz 时, 电压和电压 MCS1-SZJ/VLN.1 的典型波形

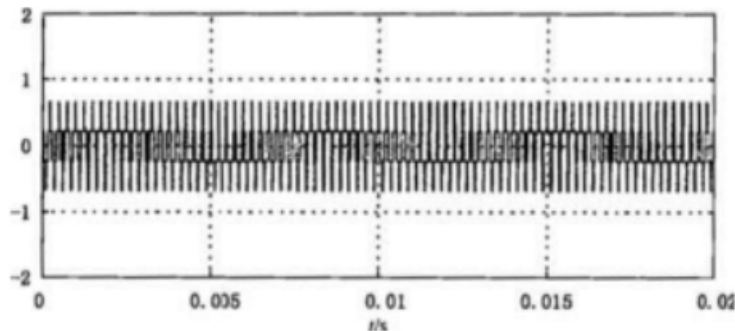
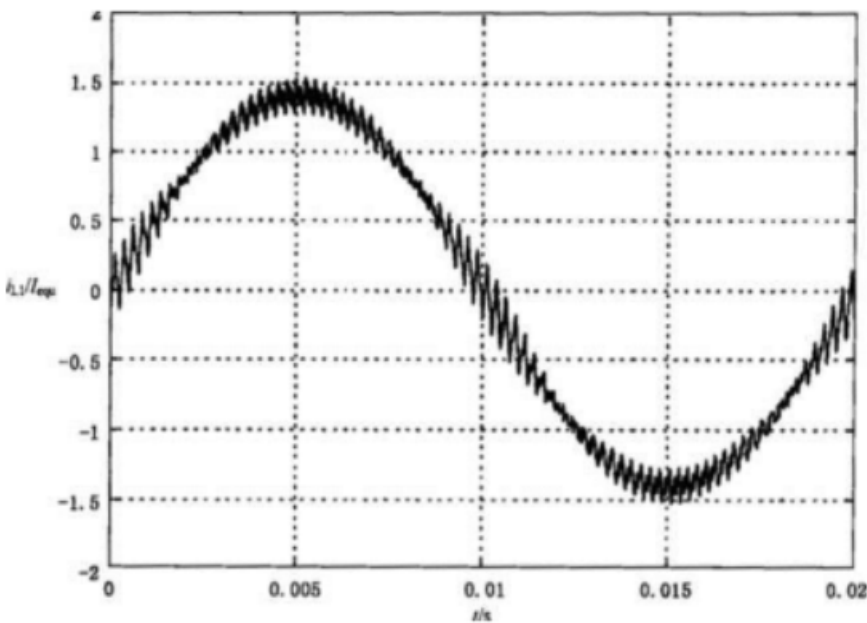


图 35 脉冲频率 4 kHz 时,共模电压 $u_{CM}/U_L^$ 的典型波形 (电源频率为 50 Hz)

图 36 给出一个脉冲频率为 4 kHz、在额定负载下的相对阻抗“scvz 为 6%的电流 i_L 。

增加脉冲频率或 X 和的电抗可降低电流纹波。归一化至额定线电流电流纹波几乎与电源功 率和功率因数无 关。



注：电源频率为 50 Hz。

图 36 脉冲频率 4 kHz 且相对阻抗“scv.z 为 6%时，电流的波形

6.3 功率控制

线路电流或有功和无功功率通过调制电路的调制系数间接控制。电流-电压相位的所有四个象限（即所有相位角）都可达到（见 4·2·7）。

图 37 给出具有恒定直流环节电压的两电平 PWM 有源馈电变流器控制方案的框图示例。

类似于旋转电机的矢量控制，使用 $d-q$ 坐标中的电流分量，其中 d 分量表示有功电流， g 分量表示 无功电流。直流环节电压控制定义了 d 分量（有功电流）的参考值，而 q 分量（无功电流）的参考值是任 意的（通常为零，但能设置为有源馈电变流器电流额定值范围内的任何值）。

为了正常工作，直流环节电压的参考值应高于线电压的峰-峰值，且低于被使用的电气装置（半导体 开关、电容器）限制的最高直流环节电压。

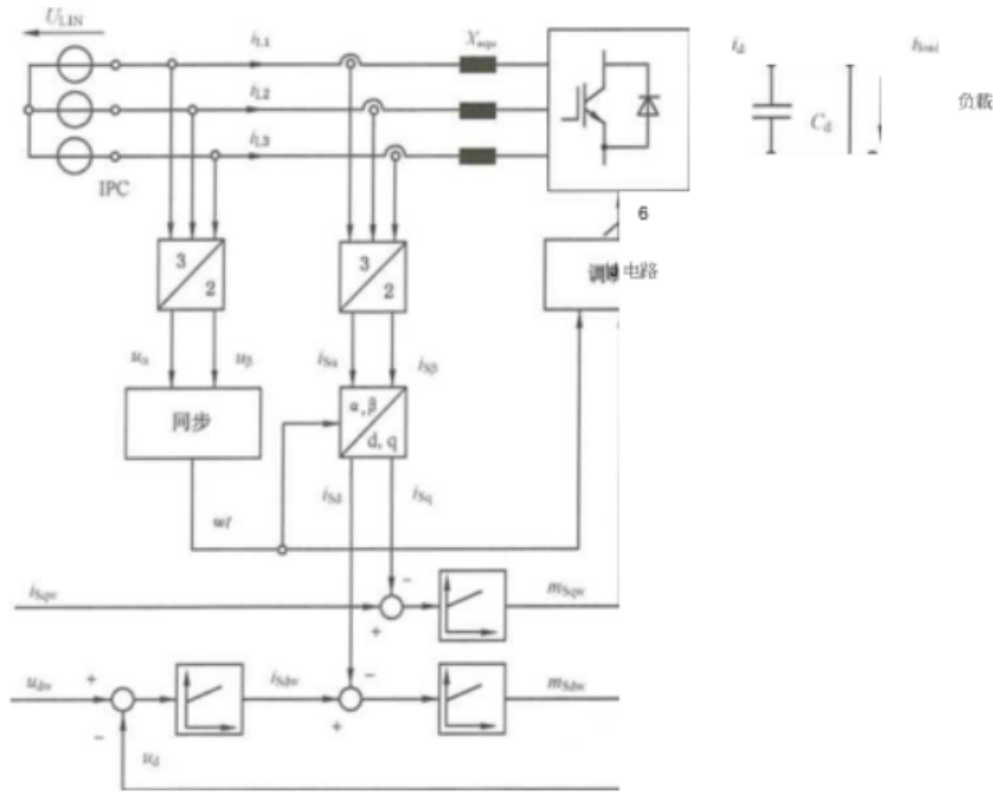


图 37 两电平 PWM 有源馈电变流器框图

6.4 动态性能

动态性能主要取决于电抗 X'' 电流快速控制需要电抗小的又邓。大多数应用中使用的典型相对电抗 $U_{scv.ecu}$ 为 2%~10%。

直流环节电压的较高值一方面将改善动态性能，但另一方面，半导体阀器件和电容器的开关损耗及成本也相应增加。因此，参考电压的附加安全裕量设置为比线电压的峰-峰值高百分之几的值。

直流环节电容器（短时储能）的两个相互矛盾的方面为：

- （电解）电容器的寿命；
- 直流负载的动态工况。

在直流负载变化非常快的应用中，直流环节电压能达到过高的值。为减少直流环节中的电压变化，需要足够的电容量。使用电解电容器时，基于额定电流和寿命的典型尺寸电容器对应的电容量通常足够大。

然而，薄膜电容器的额定电流高于同等容量的电解电容器。因此，使用薄膜电容器时，应特别注意直流环节电压变化。通常需要前馈直流负载以加速和稳定直流电压控制。

与晶闸管控制变流器相比，另一个优势是，如果实施电流控制，在供电网络高阻抗情况下工作稳定 V

6.5 期望的非正弦波线路电流

使用电压源型两电平 PWM 有源馈电变流器能补偿特定的谐波。

如果脉冲频率高于 2 kHz,这些变流器在低频范围内满足参考的国际标准的要求，无需附加滤波。

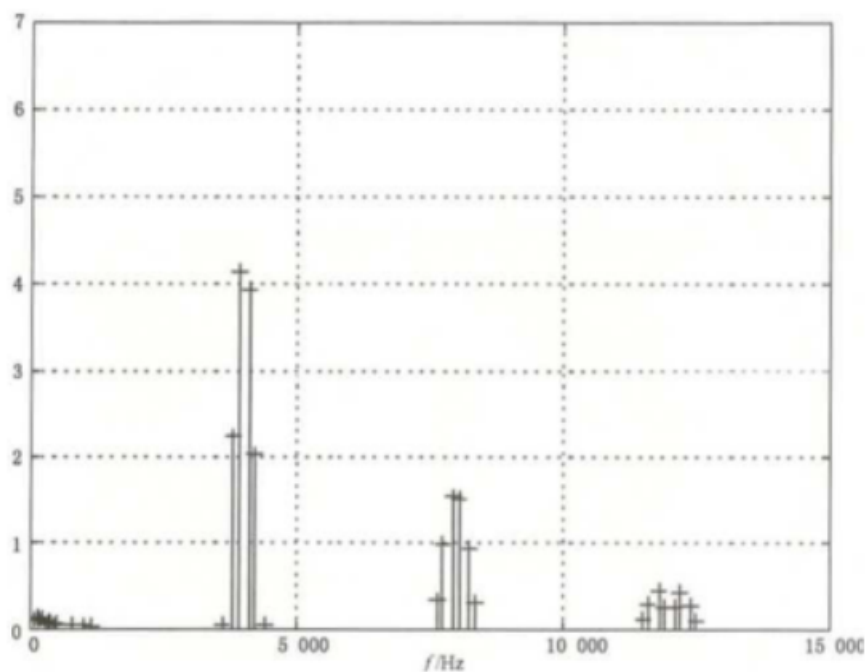
两电平变流器脉冲频率的一半以下的谐波分量能控制到非常低的值，如 4.2.3 所示。另一个优点是，由有源馈电变流器负载变化引起的闪变可能不成问题，因为线路电流的功率因数接近 1，或者甚至能

定为电容性的。抑制电压变化的最佳功率因数取决于通常为电感性的供电网络阻抗。

6.6 不期望的非正弦波线路电流

图 38 给出电流 m 在给定的电抗 X_{equ} 下产生畸变的仿真结果。接近脉冲频率 4 kHz 时的畸变最大（“边带” $\pm gX$ 几, $g = 2n-1$ ）。

注： f_s 为半导体器件的开关频率, 为三相输出频率。
更多的频谱线靠近整数倍脉冲频率, 并随着频率的增加而减少。这些只能通过无源滤波器减少。
此外, 在实际应用中, 由供电电压和控制器偏差引起的较低次谐波是可测量的。
图 39 给出供电电压 U_{LN} 和 U_{LN0} 仅有交流侧电感性阻抗的两个电压的电压畸变约为 6.6%。详见



4.2.3。

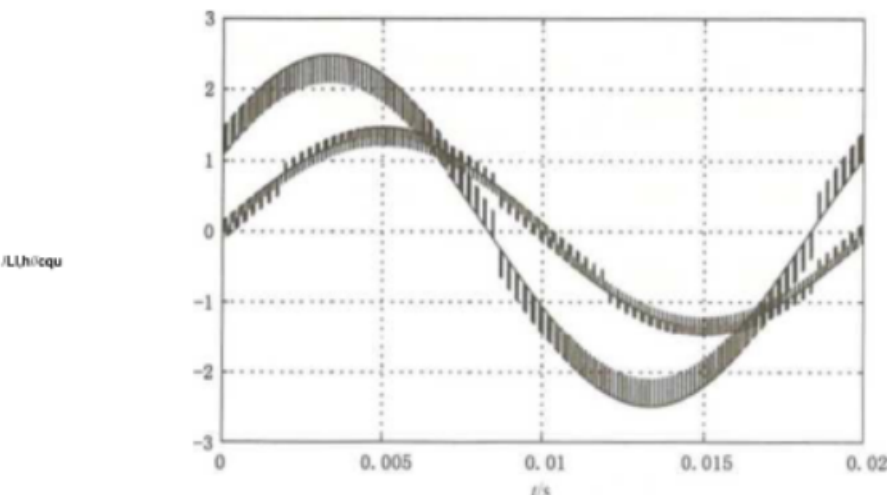


图 38 脉冲频率 4 kHz 时，电流 I_m 在电抗 X 下产生的畸变，相对阻抗“曲叩”=6%

图 39 脉冲频率 4 kHz、相对阻抗“SCV”= 6%、 $R_{sc}/X_{sc} = 100$ 时的典型电压 U_{LN}/U_{LN0} 和 U_{LN0}/U_{LN}

6.7 适用性和系统方面

电压源型两电平 PWM 有源馈电变流器是低压应用领域的现有技术，用于不间断电源系统、风力发电和太阳能发电应用以及有源滤波器。电气传动系统通常使用它提供再生能源。

有源馈电变流器中电子阀器件的高频开关增加了开关损耗。在线路电流为正弦波且功率因数约为 1 的情况下，使用 IGBT 的有源馈电变流器的损耗为晶闸管控制变流器损耗的 2~4 倍。另外，与不可控整流器相比，线路电流方均根值大约小 20%。因而供电网络损耗大大降低。

6.8 在有源滤波模式下运行

控制类似于图 37 中的框图。电流的 n 分量和 g 分量的参考值中增加了附加谐波。较高频率的畸变(见 4.2.3) 不受影响。

7 电压源型三电平拓扑 PWM 有源馈电变流器的特性

7.1 功能概述，基本电路拓扑

三电平 PWM 变流器相当于两个具有共同中性点的两电平系统串联。这意味着，当每个直流电容器上的直流电压相同时，三电平变流器的输出电压是两电平变流器的两倍。

三电平变流器主要使用两种基本拓扑：中性点钳位 (NPC，实际上仅限于三电平) 和飞跨电容器 (也可应用于三电平以上的多电平拓扑，见第 8 章)。

在 NPC 拓扑中，中性点通过二极管连接至交流输入端子。在有源 NPC 方案中，采用晶体管或 GTO 晶闸管与二极管并联的方式。

当三电平桥臂上的两电平臂切换时，能产生三个与直流环节中性点“NP”电位相关的电位，即 0 和 $\pm 0.5U_d$ 。适当控制三电平变流器臂的交错切换，能产生五个不同电平的三电平变流器线电压，即 0 和 $\pm 0.5U_d$ 、 $\pm U_d$ 、 $\pm 1.5U_d$ 。

参考图 40 中的中性点“NP”电位，得到的脉冲频率是阀开关频率的两倍（例如，当每个阀器件的开关频率为 150 Hz 时，输出脉冲频率为 300 Hz）。示例见图 41。

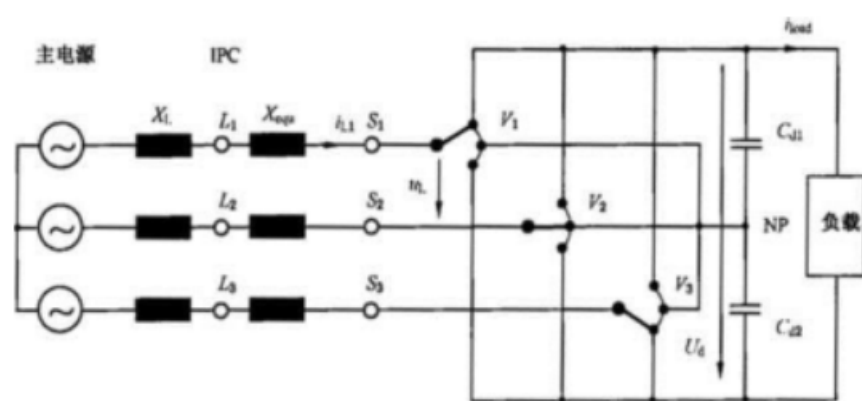


图 40 三电平有源馈电变流器的基本拓扑。对于电气传动系统，也可在负载侧使用相同的拓扑

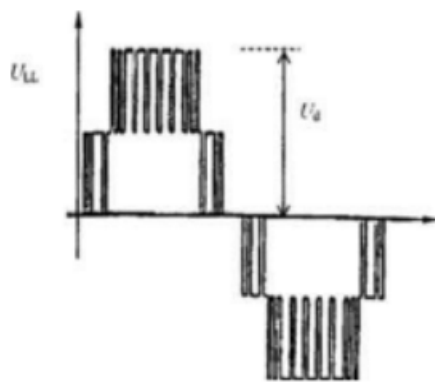


图 41 三电平 PWM 变流器线电压的典型曲线图

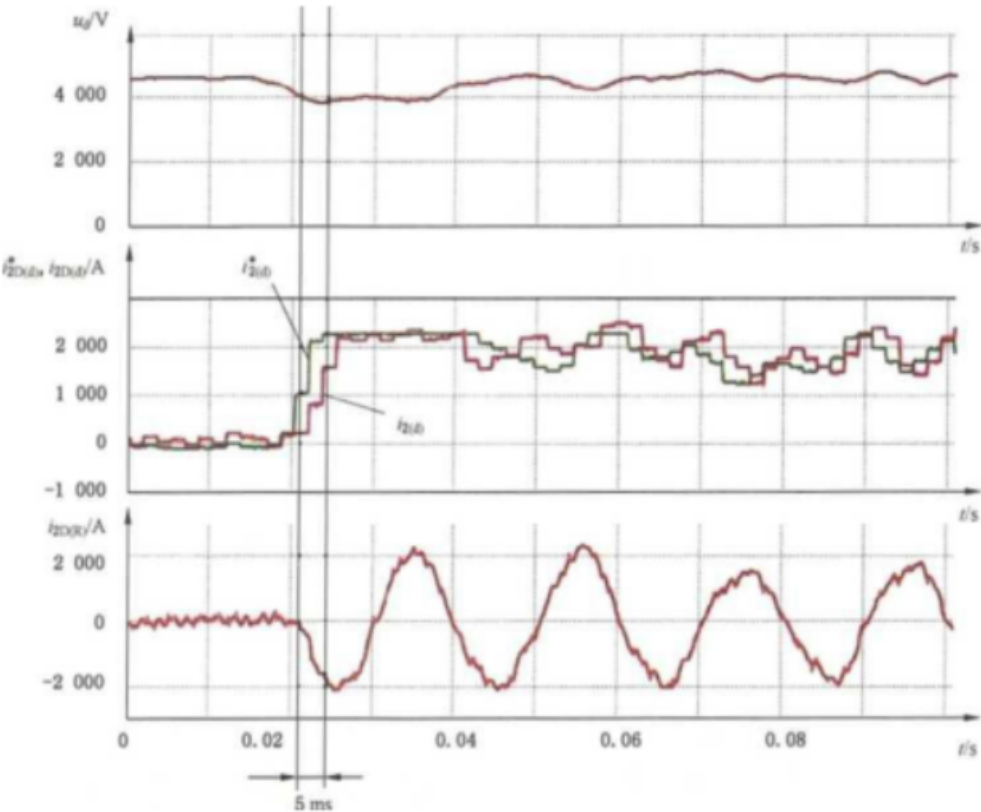
7.2 功率控制

使用市场上常见的最高正向阻断峰值电压约为 5 kV 的半导体器件 (IGBT、GT()、IGCT),变流器 的额定功率可达约 10 MVA.输出电压约为 3.3 kV。如果并联，额定功率可达约 20 MVA 甚至更高 等级。

与小功率系统相比，由于半导体阀器件在高压大功率下的开关损耗增加，脉冲频率有时不得不大幅 降低。

7.3 动态性能

这种电气传动系统变流器的数字控制任务通常由多任务模式、采样时间短于 1 ms 的高性能微处理 器处理。该控制器具有高动态控制响应,上升时间约为几毫秒，如果使用适当优化的脉冲模式，能灵活地适 应不同要求。图 42 给出 13 MW 大容量三电平变流器负载突然变化及其快速响应的示例。



上图：直流环节电压。

中图：直流负载电流的参考值 i_{2d0} 和实际值 i_{2d} 下图：线路电流。

图 42 13 MW 三电平变流器负载突然变化示例，电流控制响应时间不超过 5 ms

7.4 不期望的非正弦波线路电流

三电平变流器的脉冲频率决定频段。在该频段以上，不期望的畸变不会受影响。

在 PWM 控制适当的情况下，三电平变流器的相电压不包含大于 $(1/2) U_d$ 的阶跃。与两电平变流器相比，这就减少了这些电压阶跃产生的纹波电流。

由于相对于直流环节电压的电压阶跃仅为可比较的两电平变流器的 50%，产生的电流畸变的平均幅值约为两电平变流器的 25%~30%（参见 A.3.1），具有相同的阀器件开关频率。

7.5 适用性和系统方面

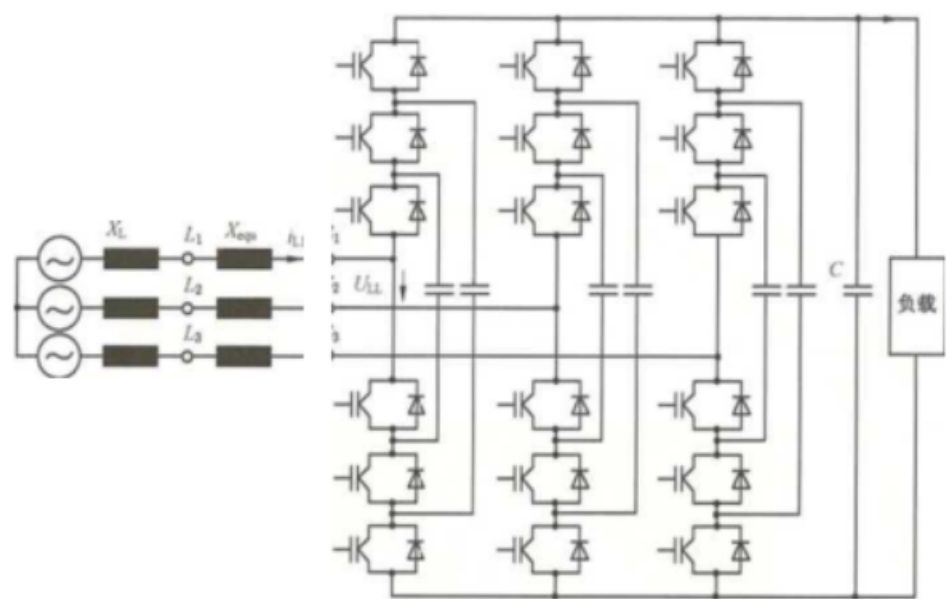
采用中性点钳位（NPC）和飞跨电容器（FC）拓扑的三电平变流器是各种类型大功率应用的最先进技术。典型应用包括过程导向传动装置（例如，轧机），要求附加的高动态性能且可利用功率和谐波控制优势。这种高性能系统的效率至少为 96%。

从畸变的角度看，三电平 PWM 有源馈电变流器具有以下特点：最低畸变频率是变流器输出电压的有效脉冲频率。在没有附加滤波器的情况下，该电压的畸变电平约为 10%。有效脉冲频率的整数倍频率下的畸变是附加产生的，但幅值小得多。

由该电压畸变引起的脉冲频率下的电流畸变幅值取决于供电电压与变流器输入之间的阻抗以及脉冲频率，与负载基本无关，几乎可忽略不计（3%）。如果有必要，可使用附加滤波器减少电流畸变。

8 电压源型多电平拓扑 PWM 有源馈电变流器的特性 8.1 功能概述，基本电路拓扑

为便于理解，多电平变流器可看作是几个串联连接的两电平变流器（见图 43）。这意味着，对于相 同的



半导体器件四电平变流器实现的输出电压是两电平系统的（ $\ll 1$ ）倍。

图 43 采用 IGBT 的飞跨电容器（FC）四电平有源馈电变流器的典型拓扑

适当控制阀器件可产生多个不同电平的线电压。随着电平数量的增加，越来越近似于期望的电压 和电流波形（通常为正弦波）。

多个串联的两电平系统采用移相触发，在输出端产生阶梯状电压曲线，即使没有滤波器，也非常接 近正弦波。电压在各个阀器件之间的正确分配通过具有悬浮电位的电容器实现，要求开关频率尽可能 高且控制适当。电容器的额定值取决于开关频率（参见 A.3.2）。

多电平变流器各自的两电平系统彼此独立切换。如果考虑四电平变流器，用于半波的供电网络侧 电位能呈现四个电位，即 0 和 $\pm 1/35$ 、 $\pm 2/3 \square$ 、 ± 5 （见图 44）。

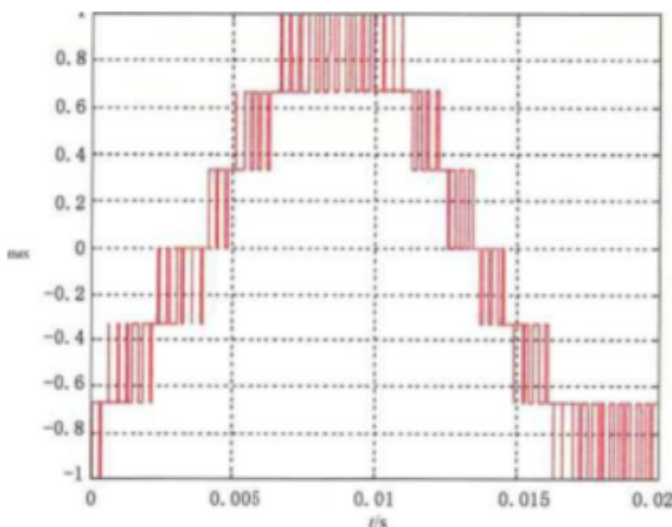


图 44 多电平（四电平）有源馈电变流器线电压的典型曲线形状

阀器件的适当交错控制给整个逆变器系统提供具有七个不同电压等级的四电平变流器线电压（参 见 A.3.2）。

飞跨电容器技术不限于四电平。六电平或更多电平也是可能的，但通常由于经济原因而不适用。使用的电 平越多，越接近正弦波形，绕线电感性元件（例如，变压器）绝缘系统的 dv/dt 应力越低。

与直流环节电压相关的四电平有源馈电变流器的电压阶跃仅为两电平有源馈电变流器的 30%，且 因为可实现的输入端电压是三倍多，产生的电流畸变的平均幅值约为具有相同阀器件开关频率的两电 平有源馈电变流器的 10%（参见 A.3.1）。

8.2 功率控制

与两电平和三电平变流器相比，参考第 5 章和第 6 章时，只需考虑以下差异：

- 输出端的可见脉冲频率随电平数量 n 增加，而半导体阀器件的开关频率保持不变。这带来更 好的动态性能，扩展了期望的（可控的）谐波的频率范围。不期望的（不可控的）畸变从更高的 频率开始。
- 电压阶跃降低，导致电容性电流减小（降低了任何滤波器、连接电缆和电容器的应力）。
- 多电平变流器通常仅在要求大功率、高电压和很小畸变的情况下使用。

使用市场上常见的最高阻断电压约为 3 kV 的合适半导体器件（IGBT），额定输出功率范围为 0.3 MVA~3 MVA（风冷型）和 2 MVA~5 MVA（水冷型），输出电压约为 2.4 kV~4.2 kV。

与小功率系统（两电平）相比，由于半导体阀器件在高压大功率下的开关损耗增加，大功率有源馈电 变流器的脉冲频率不得不大幅降低。另外，还应考虑到系统交流电压的有效开关频率为每个阀器件脉 冲频率的三倍（例如，每个阀器件的 1 kHz 开关频率可产生输出端 3 kHz 的开关频率）。

&3 动态性能

这种有源馈电变流器的数字控制任务通常由多任务模式、采样时间短于 1 ms 的高性能微处理器 处理。该控制器具有响应时间短的特点，通过使用适当优化的脉冲模式，能灵活地适应不同要求。

&4 供电网络畸变

从畸变的角度看，四电平 PWM 有源馈电变流器具有以下特点：

- 「最低畸变频率为变流器输出电压的有效脉冲频率。无附加滤波器时，内部耦合点处电压的畸 变水平约为 5%（示例见图 45）。
- 脉冲频率的整数倍频率下的畸变也会出现，但幅值小得多。由该电压畸变引起的脉冲频率下 的电流畸变

幅值取决于变压器阻抗、供电网络阻抗和脉冲频率，与负载基本无关，几乎可忽略不计（2%）。如果有必要，可使用附加滤波器减少畸变。

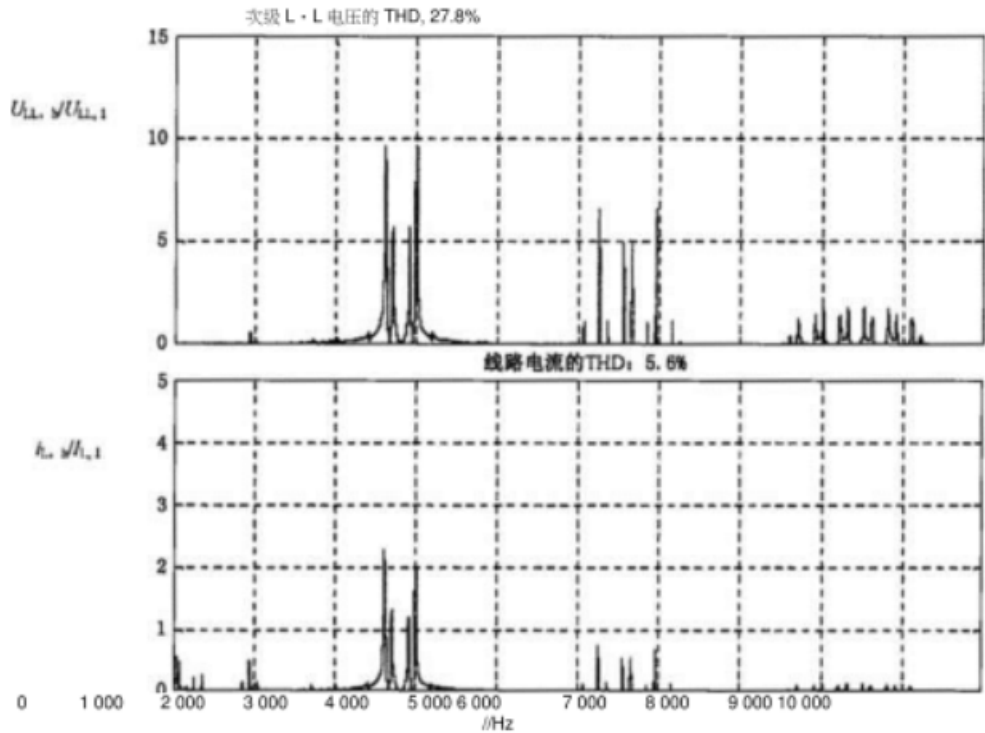


图 45 多电平（四电平）有源馈电变流器（变压器短路电压百分比为 10%）线电压（在图 25 中桥的端子处直接测量）和线路电流的谐波频率和幅值

8.5 适用性和系统方面

这种类型的变流器适用于所有工业类别中要求具有高动态性能的大功率有源馈电变流器。船舶应用和配电系统（例如，有很好的能力进行主动能量管理（AEM）和主动谐波控制）乃典型示例。

这种高性能系统的效率超过 96%。

9 电压源型 F3E 有源馈电变流器的特性

9.1 功能概述，基本电路拓扑

基波频率前端有源馈电变流器（以下简称 F3E 有源馈电变流器）的拓扑包括连接至负载的基频前端或所谓的 F3E 有源馈电变流器（见图 46）。

F3E 有源馈电变流器由标准的二极管桥与反并联 IGBT 组成。如果电流流向负载（例如 PWM 电机逆变器），电流流经二极管。如果电流流向供电网络，电流流经 IGBT。

IGBT 的开关与相应的反并联二极管中的电流同步，因而非常简单。矩形电流脉冲的持续时间为供电网络频率周期的一半，且开关损耗小。

直流环节电容器基本上被交流网侧滤波器取代，以限制由逆变器级的 PWM 电流引起的电压畸变，如图 46 所示。

与具有二极管整流器、制动斩波器和直流环节电解电容器的标准 PWM 逆变器拓扑相比，三个主要优点是：能量回馈至供电网络、谐波更少——几乎不需要电感器、比具有直流环节电解电容器的变流器使用寿命长。但是，逆变器的输出电压可能略有降低，需要更高的脉冲频率和对连接的 PWM 逆变器的控制能力，F3E 滤波电阻器可能有一些功率损耗。

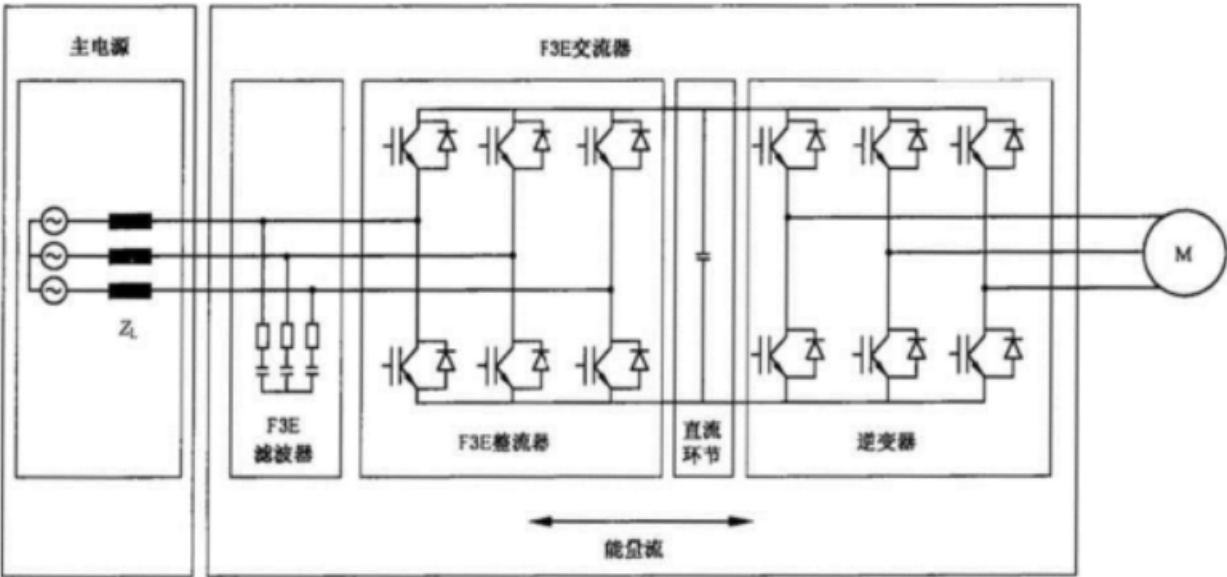


图 46 F3E 有源馈电变流器拓扑

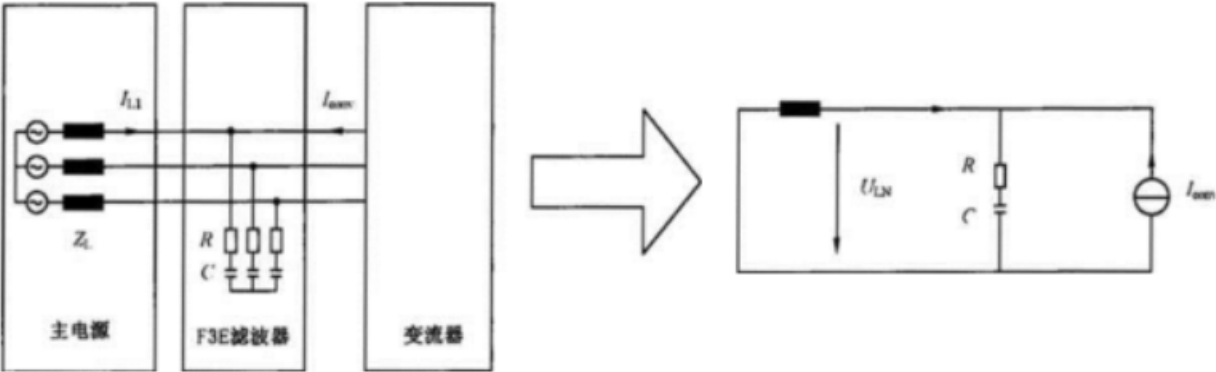
从实践经验得知，在很多情况下，只需在供电网络侧添加小电感，即可保护由同一供电系统供电的 其他设备，抑制由 F3E 有源馈电变流器引起的电压畸变。

与具有二极管整流器的标准 PWM 转换器相比，两个主要差异显而易见。在电气传动系统中，制动 斩波器和电阻器被 F3E 有源馈电变流器取代，为逆变器级提供 PWM 电流的电容器从直流环节移至 交流供电网络，额定值要小得多，因而可将电解电容器更换为金属箔交流电容器。

9.2 功率控制和网侧滤波器

网侧滤波器是必要的，为输出逆变级 PWM 电流提供低阻抗通道，且限制这些电流引起的电压 畸变。

为避免谐振，滤波器不得不由串联电阻器阻尼（见图 47）。使用简单的代表供电网络电抗 Z_L 、滤波 电容 C 、



阻尼电阻 R 和激励交流电流源 I_{inv} 的等效电路，能证明滤波器的效用。

图 47 表征供电网络 F3E 有源馈电变流器性能的网侧滤波器和等效电路

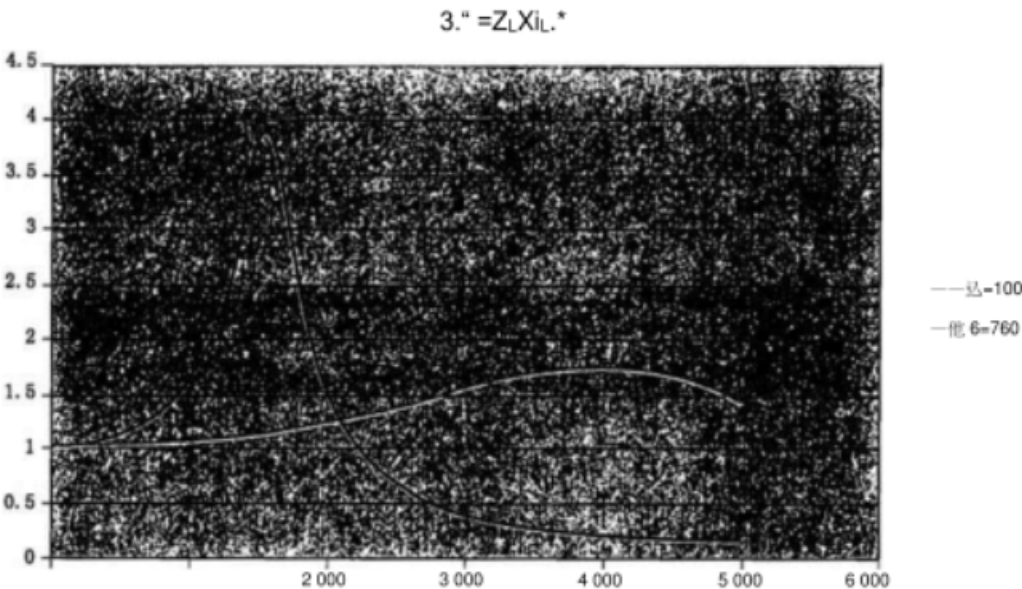
电流传递函数 $G(f)$ 取决于供电网络阻抗。此处假设供电网络阻抗为理想的电感性。为将电抗换 算为变流器的额定功率，文献和标准中引入了术语“短路比” R_{sc} （见 3.28）。 Z_L

(10)

R_{sec} 值越高，供电网络阻抗值越低。图 48 中计算了两个不同 R 值的电流传递函数 $G(f)$ 。

例如，当开关频率为 4 kHz 时，在 $R_{dc}=100$ 的情况下，PWM 电流纹波将衰减 5 倍。在 $R_{dc}=750$ 的情况下，纹波将增加。这不得不考虑，且可能影响其他设备。

因此，重点不应放在电流上，而应放在由电流引起的电压畸变上。要计算这种电压畸变，应考虑电 流幅值



以及供电网络阻抗。

图 48 $R_{dc} = 100$ 和 $R_{dc} = 750$ 时，包含网侧滤波器的电流传递函数 $G(f) = i_L / i^*$ 。

图 49 给出供电网络电压畸变如何随供电网络阻抗变化，并以滤波器阻抗为基准值进行归一化 处理。

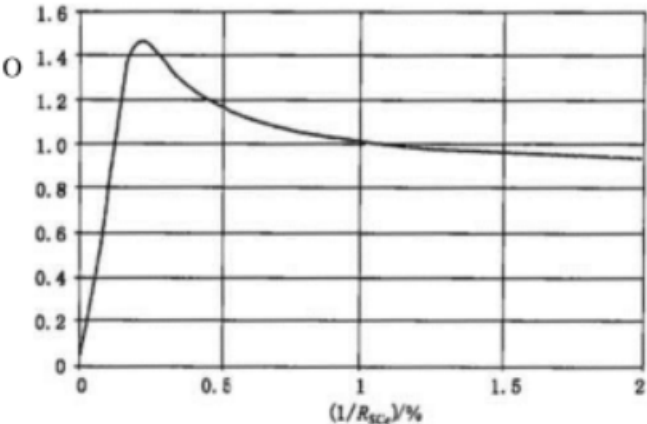


图 49 包含供电网络侧滤波器的 F3E 有源馈电变流器供电网络阻抗的 PWM 电压畸变

正如期望的那样，没有阻抗的理想电压源，没有电压畸变—结果将是一个干净、理想的正弦波形。连接至该供电网络的其他设备不受影响。

谐振点处的电压畸变最大。滤波器设计应使该值与一般有源馈电变流器的 PWM 电压畸变值相 适应。

图 50 给出基波电流为 116 A(方均根值)和脉宽调制频率为 4 kHz 的 75 kW 的 F3E 变流器的功率 频谱。刻度标尺为 2 kHz/div 和 1.25 A/div。

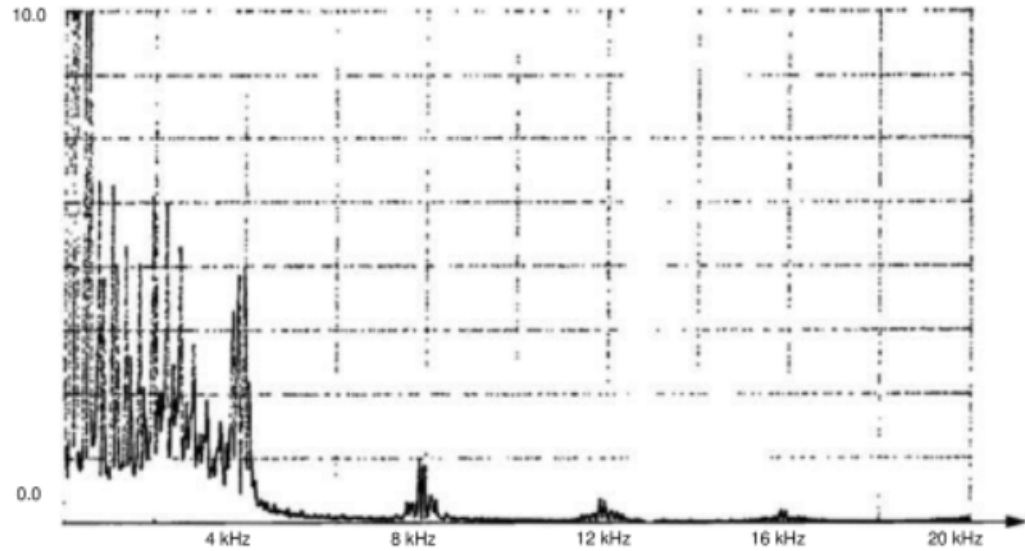


图 50 75 kW F3E 有源馈电变流器的输入电流频谱

9.3 动态性能

如果将 F3E 有源馈电变流器作为电气传动系统的馈电部分，电气传动系统的动态性能完全不受影响。

9.4 谐波电流

图 51 给出在 $jR_{sa}=100$ 条件下，输入电流的典型谐波频谱。使用 F3E 有源馈电变流器馈电能大幅降低由最显著的谐波影响代表的谐波含量（此示例中，5 次谐波降至 25% 以下）。

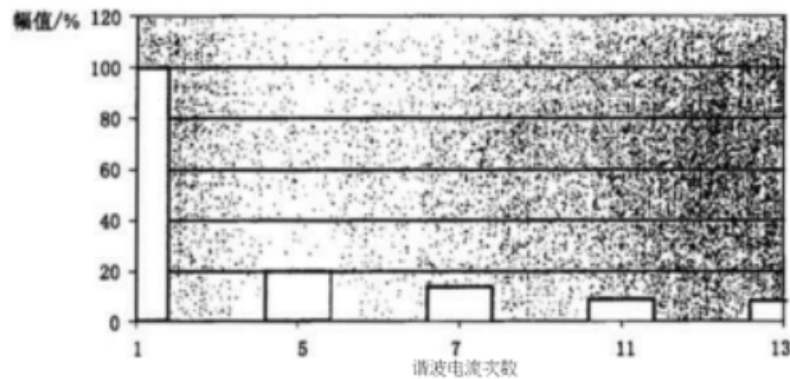


图 51 $jR_{sa} = 100$ 时, F3E 变流器输入电流的谐波频谱

10 电压源型脉冲斩波拓扑有源馈电变流器的特性

10.1 概述

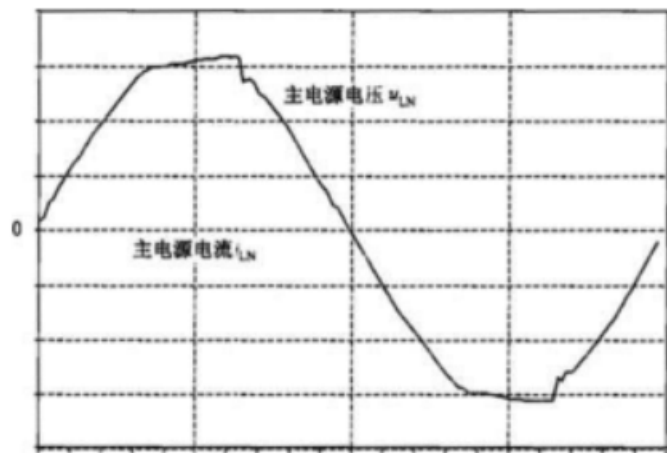
许多脉冲斩波器不能控制无功功率，但它们以单位功率因数运行，其电流波形为正弦波。因此，它们被视为有源馈电变流器。

10.2 功能概述，基本电路拓扑

由于大量使用单相桥式馈电的电子负载（电视机、一般家用电器和办公设备的电源），它们在直流侧通过电容滤波，供电网络的电压畸变主要集中在 3 次和 5 次谐波上。

这是由所有单相设备的所有电容性负载电流同时发生的算术叠加现象造成的（见图 52），当相电压达到其

周期性最大值时就会发生这种现象，



注：许多用电设备的电流波形相似，对供电网络的影响成倍增加。

图 52 具有电容性负载的单相变流器引起的畸变效应

为了在经济上改善这种状况，这类产品的制造商考虑采取缓解方法。

一种常用解决方案是基于所谓有源馈电变流器脉冲斩波器的拓扑。有源馈电变流器脉冲斩波器是具有交流供电网络输入和直流或交流输出的 PWM 变流器。根据应用情况，脉冲斩波器有不同的变形。图 53 给出交流变换的有源馈电变流器拓扑。这些拓扑通常用于电源，有时也称为“功率因数控制器”。

有源馈电变流器脉冲斩波器通过脉宽调制控制输出电压的幅值。正向和续流路径中的双向和反向 阻断功率半导体器件是必要的。由于缺少这样的器件，它们实际上由功率晶体管和功率二极管组合 而成。

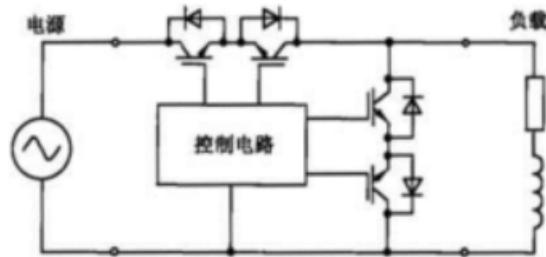


图 53 交流有源馈电变流器脉冲斩波器基本电路

工作时，交流变流器电路在每个脉冲周期中的 PWM 周期的规定部分，将交流供电网络正弦波电压 传送至输出交流侧。

因此，对于每个 PWM 周期，输出电压能控制在零与实际的正弦波供电网络电压之间。由于负载通 常呈电感性，输出电流或负载电流是适度平滑的。电流的形状取决于 PWM 方法。对于稳态工况，可假 设恒定的调制系数会导致电网频率下的正弦波电压（滑动平均值）和正弦波电流在开关频率下出现畸变 叠加。

然而，在动态运行中，调制系数根据控制而变化。有源馈电变流器脉冲斩波器通常以 2 kHz~ 10 kHz 开关频率工作。

如果供电网络谐波过大（已达到 3 次、5 次和 7 次谐波的最大值），宜在单相应用时，以有源馈电变 流器脉冲斩波器代替晶闸管相位角控制电路。

10.3 期望的非正弦波线路电流

由于输出电压能通过 PWM 控制，控制期望的特定谐波是可能的，例如补偿现有供电网络的低次 谐波。

10.4 不期望的非正弦波线路电流

有源馈电变流器脉冲斩波器在供电网络侧产生具有脉冲频率、其边带频率以及其整数倍频率的畸变。为了减轻对供电网络的影响,可在拓扑中加入一些滤波元件。

不仅开关频率很重要，开关过程的电流和电压斜率也不得不考虑。

滤波器通常集成在有源馈电变流器脉冲斩波器中。滤波器的应用和设计取决于公共或工业供电网络的预期用途。

10.5 可靠性

由于有源馈电变流器脉冲斩波器具有抗短路性能,可实现高可靠性。

10.6 性能

有源馈电变流器脉冲斩波器适用于补偿谐波。传统的功率控制器至今还不能取代升压电路中的自动变压器。只有具有可控续流臂的有源馈电变流器脉冲斩波器可能实现此功能。

10.7 适用性和系统方面

有源开关、串联二极管以及续流期间的续流二极管（宜流负载）和附加的有源开关（用于交流负载）均存在正向导通损耗。因此，与用于直流负载的晶闸管控制整流器相比，其损耗更高。损耗取决于负载（阻抗、变压器和升压）。

11 电流源型两电平 PWM 有源馈电变流器的特性 11.1 概述

电流源型 PWM 有源馈电变流器将直流电流转换为三相交流电流, 送入供电网络。反之亦然。供电网络侧电压和电流的全四象限运行可完全控制所有表观功率、有功功率和无功功率。

11.2 功能概述，基本变流联结

三相电流源型 PWM 有源馈电变流器的典型变流联结如图 54 所示。

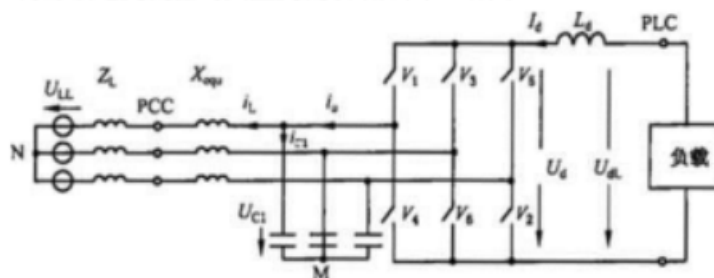


图 54 电流源型有源馈电变流器拓扑

该变流器由三个桥臂组成,每个桥臂包含两个开关器件(即功率半导体)。该电流源型有源馈电变

流器通过滤波器连接至供电网络，该滤波器通常由附加于供电网络阻抗的电感器和这种特殊的变流器 拓扑要求的滤波电容器组成。

变流器的直流侧连接至用于平波和短时储能的直流电感器。直流端子可连接有源或无源负载。

由于该电路的特殊性，在半导体器件上会出现负电压。因此，半导体器件应完全反向阻断，否则应 增加与该开关器件串联的二极管。

工业场合应用的中功率和大功率变流器通常使用反向阻断门极关断晶闸管（GTO）。

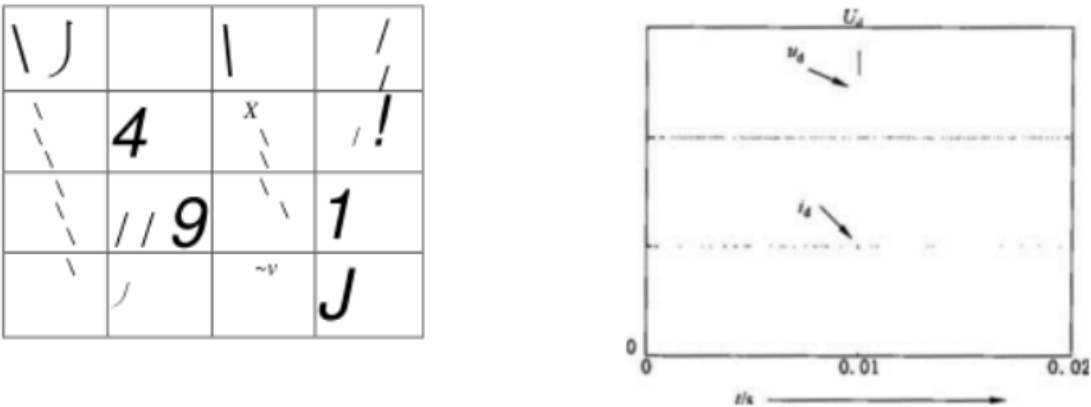
电流源型变流器的特点是电压向供电网络方向上升的行为。当以固定电压向供电网络馈电时，直 流电压 U_d 的平均值可假设在零与供电网络滤波电容器 S 的幅值之间。

电流源型有源馈电变流器的脉宽调制与电压源变流器的脉宽调制非常相似（参见参考文献〔25〕～〔28〕）。变流器交流侧电流由直流侧电流脉冲组成，如图 55 中高频 PWM 变流器所示。

它们具有与电压源变流器交流侧线电压类似的轮廓。变流器交流侧电流脉冲通过 LC 型滤波器滤 波，产生的供电网络电流波形几乎为正弦波，仅叠加了小纹波。

直流侧电压 U_d 由所有线间电容器的周期性电压脉冲组成，分段切换至直流侧。

大功率应用通常使用低开关频率（通常为 300 Hz～1 000 Hz）的半导体器件。为了消除特定的谐



波，通常离线计算优化的脉冲模式。

图 55 具有高开关频率的电流源型有源馈电变流器电流、电压的典型波形

11.3 功率控制

交流侧控制通常采用级联控制结构，内环控制回路控制供电网络电流，外环控制回路控制功率。电 流控制类似于三相交流电机的磁场定向控制。

由于交流侧 DC 型滤波器代表振荡系统，宜实施阻尼功能（主动或通过辅助电容器控制电路），参 见参考文献〔29〕～〔31〕。

控制方案（见图 56）与电压源变流器系统的很相似。叠加直流环节电流控制取代了直流环节电压 控制，且使用供电网络侧变流器电流的受控调制代替电压的调制。

功率半导体器件中的导通损耗和开关损耗与电压源变流器中的情况大致相同，为二极管三相桥式 整流器损耗的三至四倍（参见参考文献〔34〕）。

对于大功率有源馈电变流器，其效率可达 97.5%～98.5%，包括必要的无源元件的损耗。如果具有非 反向阻断器件的电流源变流器需要附加串联二极管，其导通损耗以及总损耗可能高于电压源变流器。

在脉冲频率较高的情况下，电流源变流器对较大范围的谐波具有实际的有源滤波能力。图 57 给出 具有电流源变流器的并联有源滤波器可能的联结。电流参考值对应于欲补偿的供电网络电流的谐波含 量。电流订的控制使得电流大小 d 中的谐波降至零。

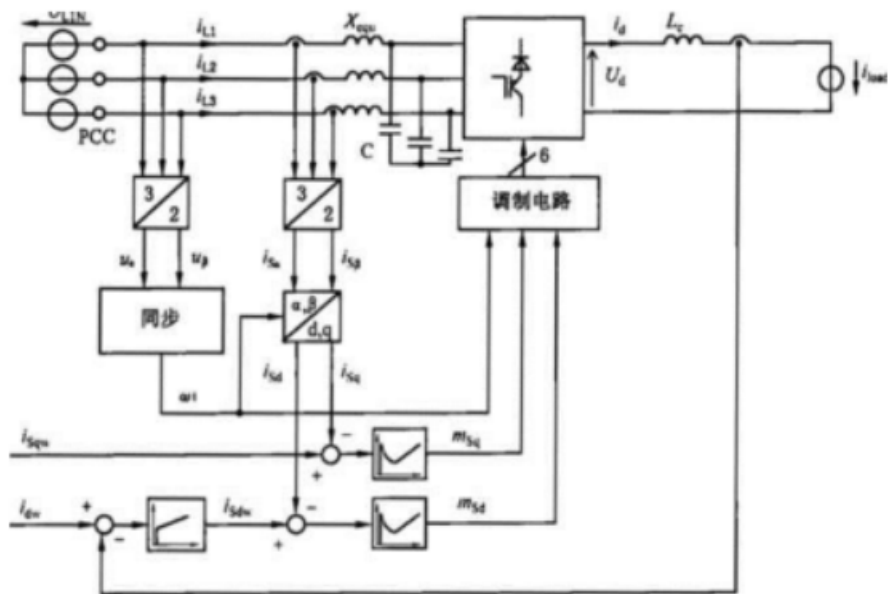


图 56 电流源型 PWM 有源馈电变流器的典型框图

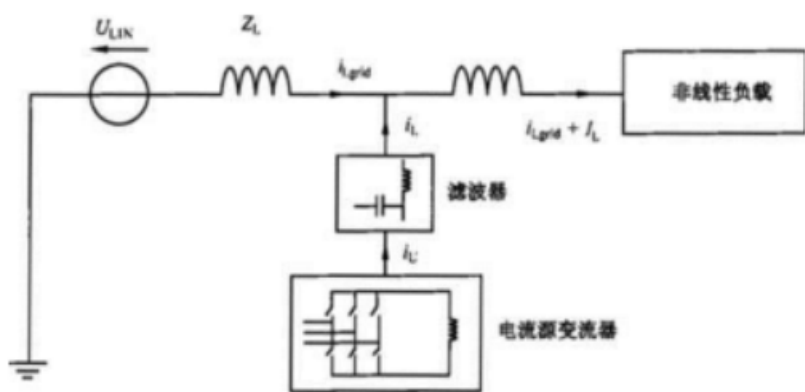
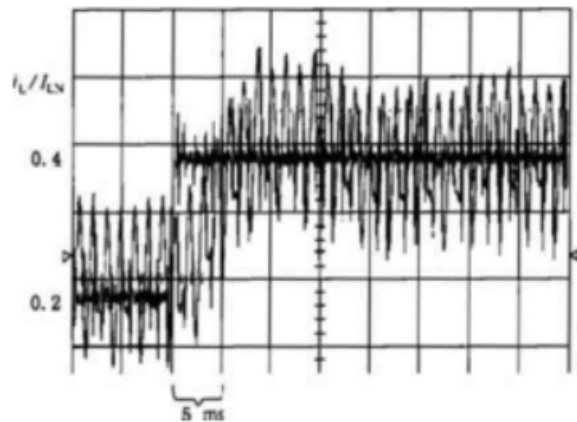


图 57 电流源型有源馈电变流器作为有源滤波器补偿非线性负载产生的谐波电流

11.4 动态性能

控制性能具有高动态性的特点。

图 58 给出电流源型有源馈电变流器对电流阶跃的响应性能。



注：I_N、I_{LN} 等于有源馈电变流器的额定电流。

图 58 低开关频率电流源型有源馈电变流器的阶跃响应（参考值和实际值。参见参考文献〔33〕）

11.5 线路电流畸变

中功率和大功率电流源型有源馈电变流器通常使用门极关断晶闸管 GTO,因而开关频率较低。如 果使用异步 PWM,通常只存在脉冲频率范围内的低畸变。然而 使用优化同步脉冲模式可有效抑制谐波(参见参考文献〔28〕和〔32〕),且进一步降低交流侧低频畸变。在这两种情况下,应避免滤波器谐振频率附近的畸变。

应注意畸变的供电网络中已经存在的谐波,其可能引起滤波器的谐振,使供电网络电流进一步 畸变。

11.6 有源滤波模式运行

电流源型 PWM 有源馈电变流器可通过补偿和/或消除交流供电网络中选定的低频谐波的方式 控制。

这能通过适当的脉宽调制或谐波控制实现。例如,中功率和大功率门极关断晶闸管(GTO)变流器 采用具有优化脉冲模式的同步 PWM,可通过类似于电压源变流器的方式实现(参见参考文献〔28〕)。可消除的最高次数谐波取决于脉冲频率。

11.7 适用性和系统方面

电流源型有源馈电变流器用于电流源变流器电气传动系统的工业应用。它可作为电网换相晶闸管 变流器的替代品,应用范围为 1 MW 以上的中功率至大功率范围以及电压 1 kV 以上的场合。

附录 A

(资料性附录)

电压源变流器拓扑有源馈电变流器的控制方法、应用实例等信息

A.1 电压源变流器拓扑有源馈电变流器的控制方法

A.1.1 概述

控制方法有多种。有些是时域方法，其中部分是瞬时方法，例如基于最初的瞬时 $p-q$ 理论或所谓 FBD 理论。另一部分利用滤波器或一段时间内的滑动积分从上述瞬时量中产生准稳态控制信号。其他控制方案采用频域技术，既可基于 FFT 算法，也可基于选定的多个频率，同时处理所有谐波。

A.1.2 控制方法的考虑

还有一种基于 PWM 方案的线路磁通定向控制方案：基于间接定子矢量控制 (ISR) 方案，将变流器的磁通引导至基本的圆形轨迹上。针对每个脉冲频率周期计算参考电压矢量，然后利用 PWM 方案实现该参考电压。许多控制方案基于交流电机控制方案，因为线路结构与交流电机结构非常相似。

另一种控制方案类似于直接自控方法 (DSC) 或通常用于控制电机的直接转矩控制 (DTC)。

在这些方案中，含滤波器的供电网络等效为大电机，通过滞环控制方法控制其估计转矩和磁通（通常称为“虚拟”）。

转矩参考值由直流环节电压控制产生，磁通幅值参考值根据无功功率或无功电流参考值计算。

也可估算有源馈电变流器的有功功率和无功功率，并通过滞环控制方法直接控制它们。

同步脉冲模式的优点在于与电网频率同步的属性。静止，所有周期相同。因此，所有谐波都是已知的，仅取决于脉冲模式。不产生间谐波。动态变化要求预先仔细计算出脉冲模式之间的变化。

在 PWM 方案的情况下，脉冲模式在稳态和动态运行工况下自动生成。基波和可控谐波分量的参考值很容易生成。产生的谐波是已知的，但不再受影响。如果 PWM 电路的参考三角波与电网频率同步，不期望出现间谐波。否则，会在产生谐波的频段内产生间谐波。

线路磁通定向脉冲模式生成方案（类似 DSR 和 DSC）具有快速动态响应和开关优化利用的优点，同时降低了谐波幅值。然而，谐波在与固定脉冲模式相关的锐谱线泄漏导致间谐波。这种效果也能通过随机修改空间矢量调制的基本周期和基于 PWM 的脉冲模式生成方案实现。那么脉冲频率不是恒定的，而是围绕其平均值稍微变化。这种方法被称为随机 PWM。

值得注意的是，对于所有脉冲模式生成方法，以产生谐波区域的频段中所有分量的方均根值衡量，总畸变量是恒定的。它仅取决于脉冲频率的平均值和实际直流环节电压或电流。不同脉冲模式的生成方法只是将方均根值从一个谐波（或间谐波）移至另一个。换句话说，不期望的信号分量沿频率轴的分布被修改，而并非不期望的信号量的总和。然而，由于线路可能包含的从内部耦合点 (IPC) 到内部耦合点 (IPC) 的谐振各不相同，且有些用户可能对某个频率分量更敏感，改变不期望的信号分量沿频率轴的分布提供了解决 EMC 问题的方法。

应特别注意供电网络中的纹波控制信号和诸如 DCF77（用于遥控时钟）的时间传输无线电频率，这些信号可能会受某些脉冲模式的干扰。

A.1.3 分布式有源馈电变流器短路穿越功能

分布式发电系统中的设施不断增加会影响电网的稳定性。除了纯能量馈入外，还要求分布式电力系统提供迄今为止由集中式大型发电厂提供的电网服务功能。其中之一是提供无功功率，以清除暂时的电网故障甚至短路。

这同样适用于诸如单点接地故障的不对称故障。

在这种情况下（与典型电机应用的电机侧逆变器不同），有源馈电变流器应保持稳定的受控发电，且 不应在给定的故障穿越时间内断开与电网的连接。

国家和电网运营商各自的电网代码规定了严格的技术要求。

A.1.4 故障穿越模式

A.1.4.1 概述

电网故障穿越时向电网提供规定的支撑电力的需求，为超过正常运行条件的有源馈电变流器设置 了新的控制任务。

A.1.4.2 有源馈电变流器在 PWM 模式下的特殊要求

对于使用脉宽调制器的电压注入变流器，应实现电流抑制工作模式。因此，即使线电压幅值或相角 阶跃变化，也能控制相电流。

对于正常运行条件，具有 PWM 周期时间的数字电流控制器足以控制有源馈电变流器的线电流。在线路发生阶跃变化（也可能包括线路阻抗变化）的情况下，有源馈电变流器电流可能在一个控制器周 期内超过变流器最大电流。使用附加的电流注入调制器，通过最少的附加开关操作实现所需的电流。

图 A.1 给出两种调制原理与产生的桥臂 R 开关指令 m_g 的基本逻辑关系。

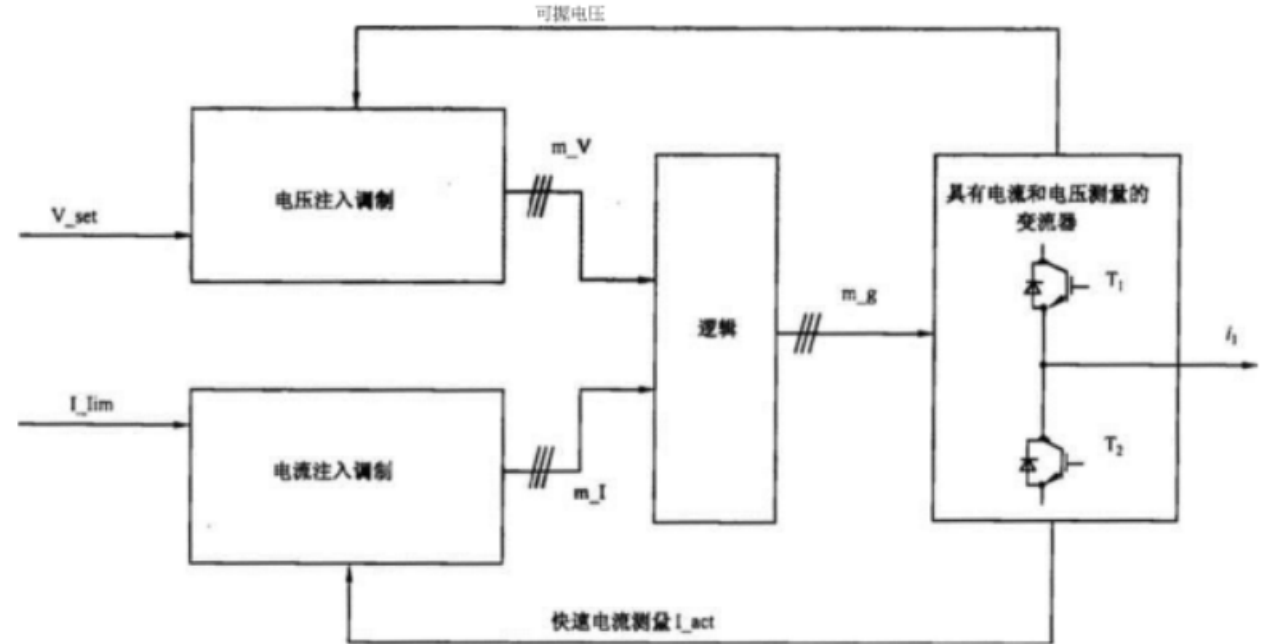


图 A.1 桥臂 R 电压、电流联合注入调制原理示意图

表 A.1～表 A.3 给出不同工作条件下产生的开关指令。相应的控制规则适用于桥拓扑的所有 桥臂。

图 A.2 给出电压暂降期间有源馈电变流器交流输入端线电流的示例。

表 A.1 条件状态 1：达到正向电流限值，关断晶体管 T1 以减小电流

电流范围	开关指令 └注入	开关指令 V-注入 m_U	联合开关指令 (m_JUA m_I)
$i \geq I_{lim_lev1}$	$T_{1j}=0$ $T_{2j}=1$	来自 PWM 的 $T_{1,u}$ 来自 PWM 的 $T_{2,u}$	$T_i = (T_{1j} \wedge T_{1,u}) = 0$ $T_2 = (T_{2j} \wedge T_{2,u}) = T_{2,u}$

表 A.2 条件状态 2：达到负向电流限值，关断晶体管 T2 以减小电流

电流范围	开关指令 └注入 m_I	开关指令 V-注入 m_U	联合开关指令
$i \leq -I_{lim_lev2}$	$T_{1j}=1$ $T_{2j}=0$	来自 PWM 的 $T_{1,u}$ 来自 PWM 的 $T_{2,u}$	$T_i = (T_{1j} \wedge T_{1,u}) = T_{1,u}$ $T_2 = (T_{2j} \wedge T_{2,u}) = 0$

表 A.3 条件状态 0：桥臂 R 中的电流在允差范围内，纯电压注入激活(例如用 PWM)

电流范围	开关指令 └注入	开关指令 V-注入 m_U	联合开关指令 (m_U \wedge m_I)
$-I_{lim_lev2} < i < I_{lim_lev1}$	$T_{1j}=1$ $T_{2j}=1$	来自 PWM 的 $T_{1,u}$ 来自 PWM 的 $T_{2,u}$	$T_i = (T_{1j} \wedge T_{1,u}) = T_{1,u}$ $T_2 = (T_{2j} \wedge T_{2,u}) = T_{2,u}$

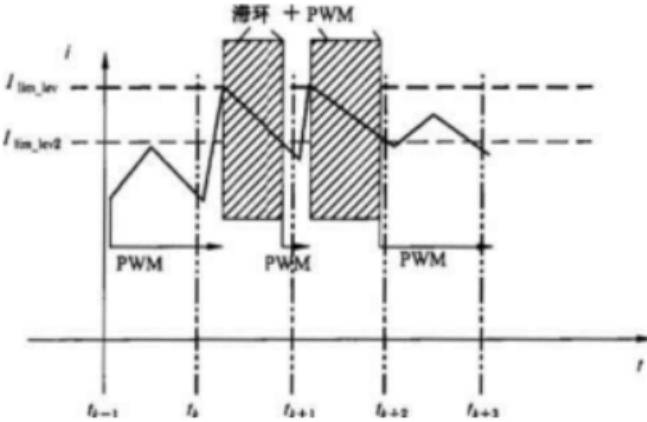


图 A.2 使用滞环加 PWM 控制在供电网络电压暂降期间受控相电流的示例

A.2 实际实现的有源馈电变流器应用实例

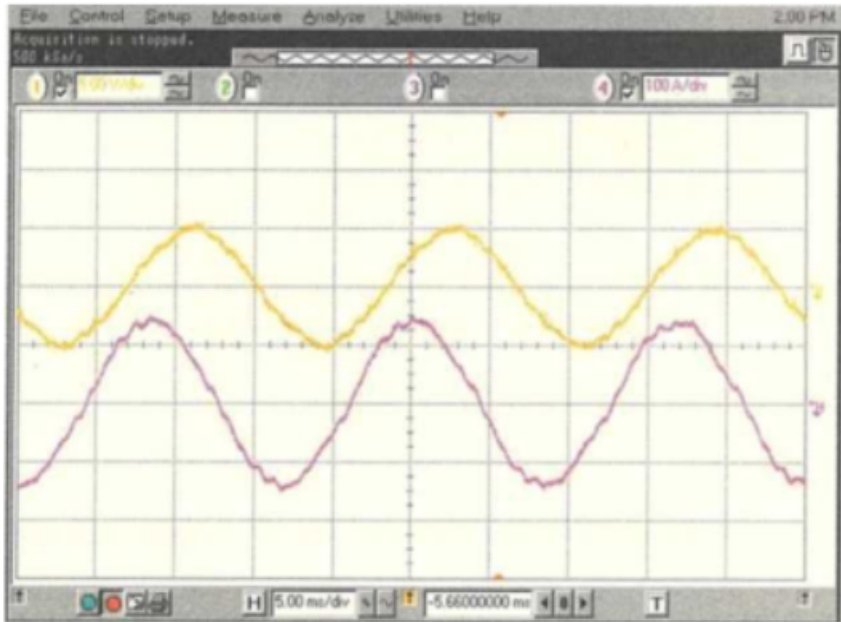
A.2.1 电流源(CSC)型有源馈电变流器

图 A.4 给出实际情况下的功率半导体器件电流。其中，采用了选定谐波消除的同步 PWM。每个周期的脉冲数为 7,脉冲频率为 350 Hz。

由于系统固有的两级交流侧滤波器，脉冲状的变流器电流被深度滤波。因此，馈入供电网络的电流

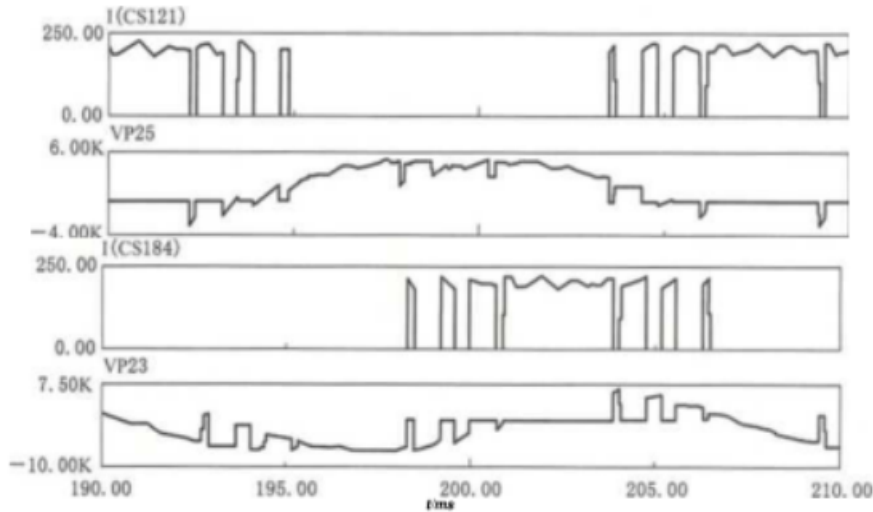
几乎是正弦波，见图 A.3。

实际标称功率为 1 MW,供电电压为 4 160 V。



上：供电网络电压 6 000 V/div；下：供电网络电流 100 A/div。

图 A.3 低开关频率（参见参考文献〔33〕）电流源型有源馈电变流器的供电网络电流和电压典型波形



自上而下分别为：机侧变流器的阀器件电流、电压和有源馈电变流器的阀器件电流、电压（测量条件为 SCMVA=38, 归一化至满载电流）。

图 A.4 有源馈电变流器和机侧的（半导体）阀器件电流和电压，
变流器均为低脉冲频率（参见参考文献〔33〕）电流源型

由于滤波器大大减少了谐波含量，供电网络电流呈正弦波形且叠加三角脉动。图 A.5 给出传动系 统中有源 馈电变流器电流的总谐波畸变（THD）。

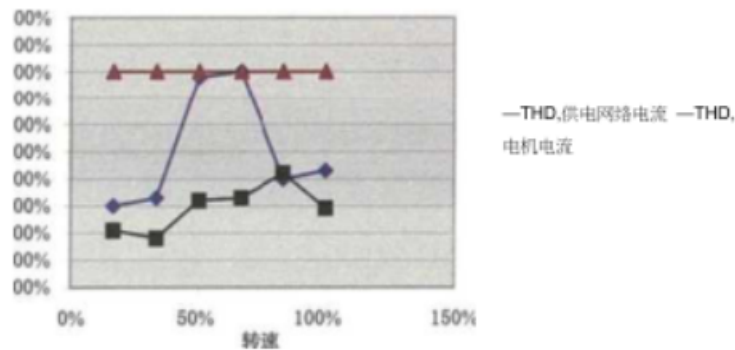


图 A.5 此应用中，供电网络和电机电流（参见参考文献〔33〕）的总谐波畸变始终低于 E%（即三角形构成的直线）

A.2.2 具有直流侧换相的有源馈电变流器（无功功率变流器）

A.2.2.1 功能概述，基本拓扑

直流侧强迫换相的自换相变流器可实现为纯无功功率变流器，其电感性或电容性无功功率消耗能任意改变。为此，桥的每个臂都配置了开关器件反并联二极管（见图 A.6），使电流能双向流动。与交流侧换相的变流器相反，馈电的相间没有电流变化，通过缓冲电容器 C_B 换相独立于每个相内的受控和非受控器件之间的邻相进行。

直流侧仅产生谐波电流，因为各相中的基波电流被相互补偿而完全抵消”这种换相的前提是直流侧仅存在合适的电抗，而在交流侧需要相当大的电抗限制谐波电流。

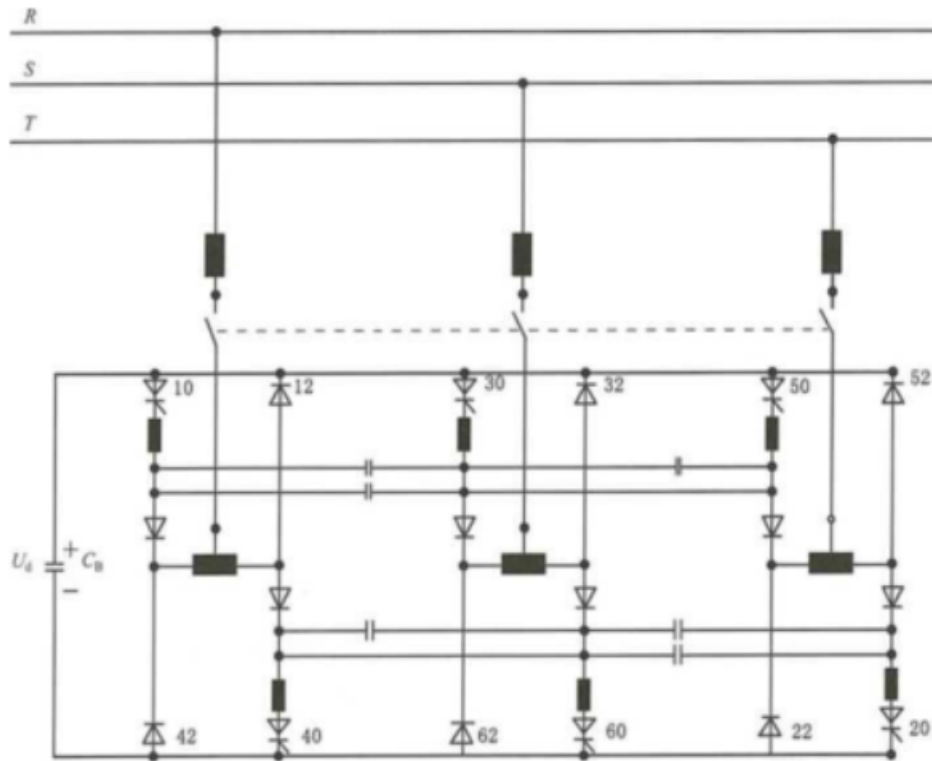


图 A.6 具有直流侧换相的有源馈电变流器基本拓扑（六脉冲逆变）

A.2.2.2 功率控制

通过开通角的微小变化能连续控制能量流，基波功率就能在几毫秒内在四个象限中变动（见图 A.7）。

A.2.2.3 动态性能

图 A.7 给出这种变流器出色的动态性能。当参考值相应改变时，从电容性工作模式到电感性工作模式的转换以及相反过程都很快，几乎没有时间延迟。

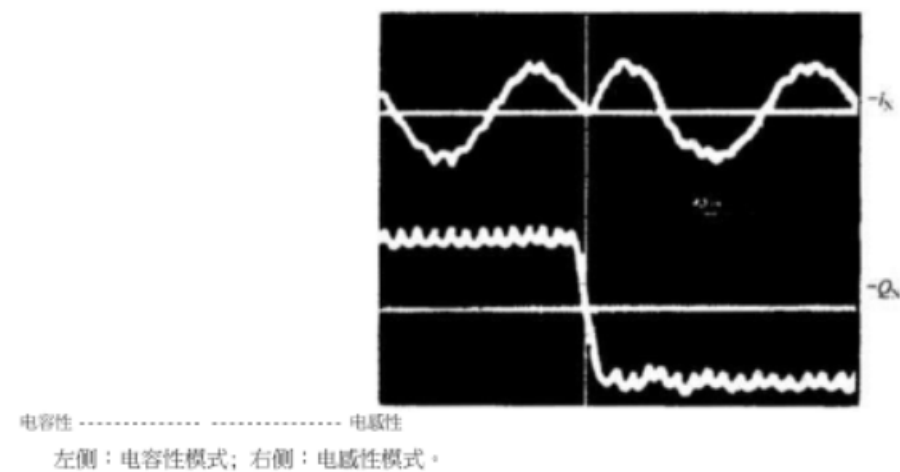


图 A.7 无功功率变流器的动态性能

A.2.2.4 供电网络畸变

由于能在很短时间内提供电感性 and 电容性两种功率，无功功率变流器非常适用于供电网络中的能源管理，最高可达数兆乏。考虑到谐波，在两个工作范围（电感性 and 电容性）中，交流侧没有间歇电流，以接近正弦波流动。更高频率的畸变根本不会发生（见图 A.8）。

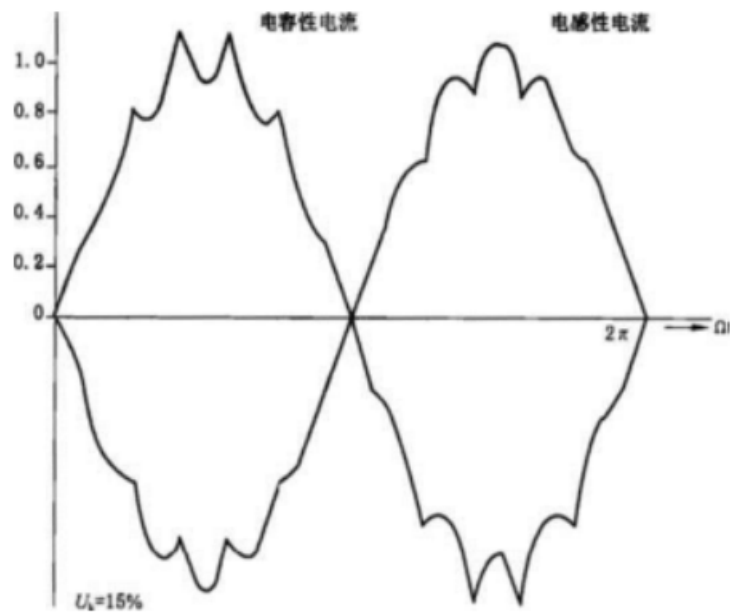


图 A.8 电容性和电感性运行模式下（“ $U_L=15\%$ ”），12 脉波无功功率变流器的网侧电流

图 A.9 给出交流电流波形如何源于变流器的矩形波，以及如何源于电源的正弦波的基本原理。

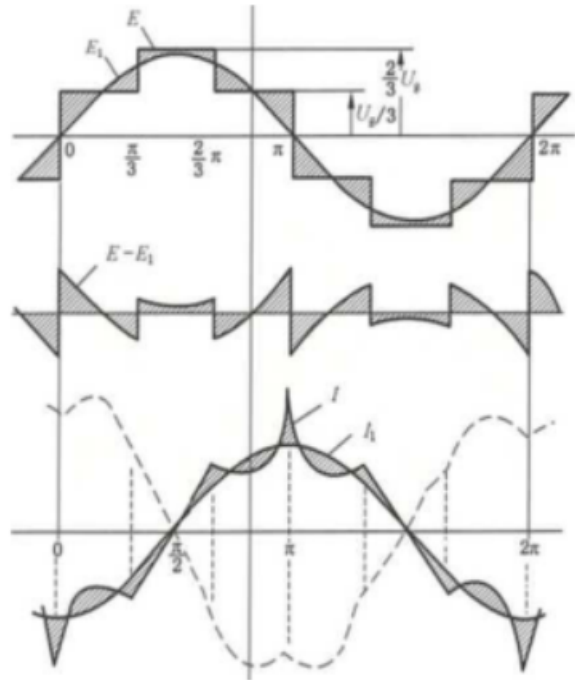


图 A.9 无功功率变流器电流波形源自正弦波网侧电压和矩形波变流器电压的原始波形

A.3 电压源变流器拓扑中，两电平和多电平有源馈电变流器的详细信息

A.3.1 具有不同电平数量的有源馈电变流器(PWM)的性能

考虑到输出电压波形和对供电网络的影响，表 A.4 给出两电平和多电平有源馈电变流器主要性能 的综述。

表 A.4 电压源变流器拓扑的不同 PWM 有源馈电变流器比较

性能	电平数 L					备注
	一般情况	2	3	4	5	
线电压中不同电位的 数	(2L-1)	3 (0; ±U _d)	5 [0; ±(1/2) S; ± U _d]	7 [0; ±(1/3) L7d±(2/3) 5; ± 5]	9 [0; ±(1/4) 5;±(1/2) S; ± (3/4) 5; ± 5]	参考宜流线路中 点电 位
电压波形的阶跃	1/(CL-1)	1	1/2	1/3	1/4	绝缘应力较小
与两电平变流器相比，多 电平 PWM 变流器可实 现的最高输 出电压	(L-1)	1	2	3	4	倍数参考直流线 路中 点电位
与两电平变流器相比，供 电网 路的相对电压畸变		1	1/2	1/3	1/4	如果 Z _{mains} 保持不变
		1	1/4	1/9	1/16	如果 R _{SG} 保持不变

A.3.2 有源馈电变流器典型波形示例

图 A.10~图 A.12 给出有源馈电变流器输入端线电压和线电流（开关频率为 1 kHz 时, $SCV_{line} = "SCV_{equ} = 20\%"$ ）的典型波形。

图 A.10~图 A.12 为三种 PWM 调制方案 and 不同电平数量的定性说明。

随着电平数量增加，越来越逼近正弦波形状，电流纹波减小。

尽管电流和电压的值不同，但这些图形是可比较的，因为它们的功率几乎相同。

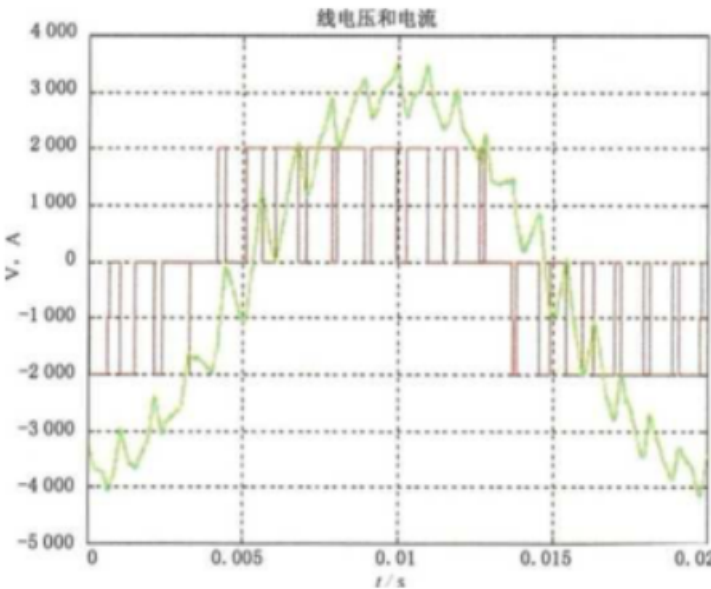


图 A.10 标称电压最高 1 200 V 的两电平拓扑（时标为 5 ms/div）

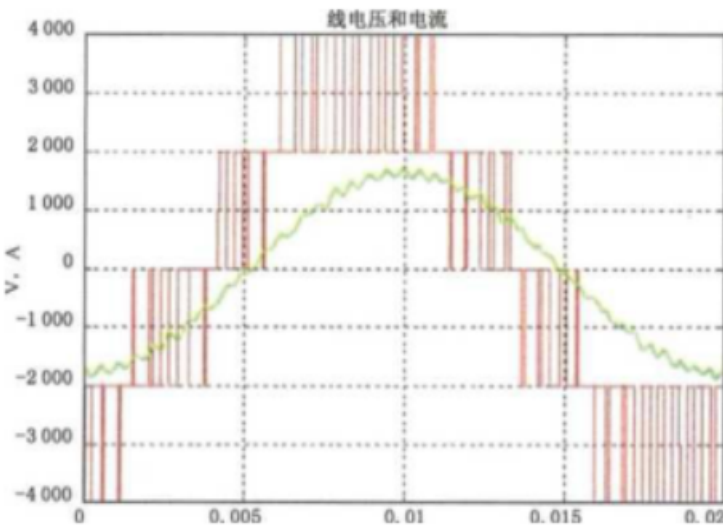


图 A.11 标称电压最高 2 400 V 的三电平拓扑（时标为 5 ms/div）

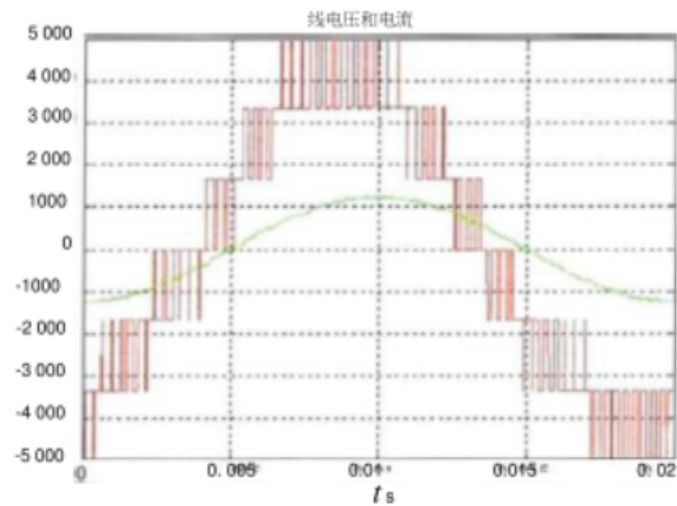


图 A.12 标称电压最高 3 300 V 的四电平拓扑 (时标为 5 ms/div)

A.3.3 结构和实现

对于较小的输出功率，有源馈电变流器可集成在电气传动系统或供电网络的壳体中。根据所需功率，有源馈电变流器通常也可采用机架结构设计和制造。它们被设计成通用模型，采用扩展组件以适应客户的需求。目前的技术水平已实现的输出功率为几千伏安至几兆伏安。

可通过空气、水或空气-水交换器冷却。

三电平电压源型有源馈电变流器的给定数据涉及 2006 年市场中的单个机型，即没有串联或并联，也没有所谓的级联结构。

功率范围（受半导体器件限制）：7 MVA~9 MVA_e

无变压器的最高输入电压：3.3 kV。

最高输出电压：3.3 kV。

通常的额定电流，方均根值：1 600 A。

冷却系统通常使用去离子水。

多电平电压源型有源馈电变流器的给定数据涉及单个机型，即没有串联或并联，也没有所谓的级联结构。

功率范围（受半导体器件限制）：0.3 MVA~5 MVA₀

无变压器的最高输入电压：4.2 kV_n

最高输出电压：4.2 kV₀

通常的额定电流，方均根值：1 000 A₀

冷却系统通常使用空气,3 MVA 以上的使用去离子水。

A.4 有源馈电变流器电压畸变和电流畸变之间的基本传递规律

电压畸变取决于由阻抗 Z₀（用“scvg 表示）与乙₀之比给出的电压分配。

如果该比值在 2 kHz 以上频段恒定：

—供电网络中的电压畸变几乎与脉冲频率无关，即当有源馈电变流器的脉冲频率改变时，电压畸变的幅值不变；

—与设备阻抗相比，由于电源阻抗不成比例增加，频率增加时，畸变只有少量减少。

与电压畸变相比（A.4），有源馈电变流器电流畸变的特征完全不同。图 A.13 说明了有源馈电变流器最受影响的参数以及供电系统对电压和电流畸变的影响：

a）有源馈电变流器的脉冲频率起主要作用。频率越高，发射到电源的电流畸变越低；

b) 脉冲频率较低时，尽管网络中的电压畸变是可接受的低值，但电流发射可能会达到相对较高 的水平。如果电 源阻抗比设备阻抗小且 $R_s C_c$ 较高时，情况尤其如此。

畸变	脉冲频率	R_g	
$U_{Li,A}/U_{Li-1} (U_{bN,A} / \quad)$	小	大	大
	大	小	小

注：为符合 5.2.4 的电源阻抗（95%值）与符合 IEC 60725 的频率比例外推参考阻抗的比值。

图 A.13 重要特性对电压畸变和电流畸变的一般影响

A.5 有源馈电变流器影响电压质量的示例

有源馈电变流器可用于改善供电网络电压的质量。以下案例说明了对受控负载的动态要求低的特 殊应用；即使在弱供电网络情况下，也可在不考虑滤波器的体积和成本（可能超过变流器的体积和成本）的情况下应用特 殊的滤波。

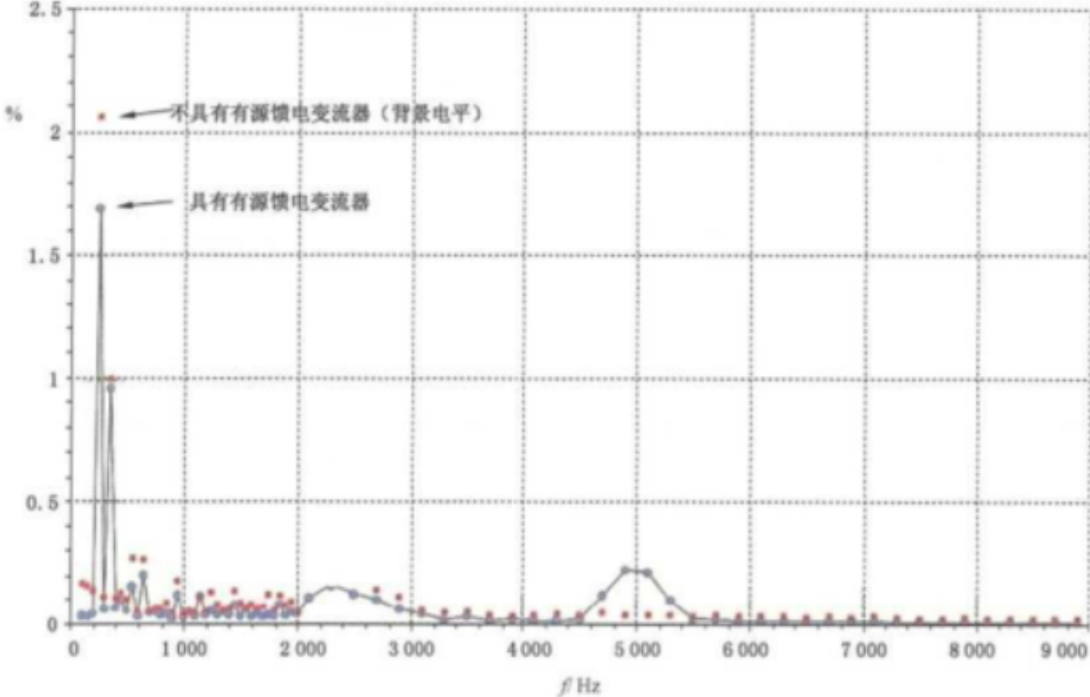
具有 LCL 型滤波器和恒定脉冲频率的四个有源馈电变流器，每个以 10 A 输入电流工作，连接在供 电网络 电压为 400 V 的弱工业网络的一个耦合点。

400 V 电源的短路容量计算为 1.3 MVA,每个有源馈电变流器的额定电流为 93 A,对应 64 kVA 额定容量。因 此，四个有源馈电变流器的 R_{sec} 约为 5。

LCL 型滤波器的阻尼是通过有源馈电变流器控制实现的，这种方式使得有源馈电变流器的阻抗在 1.5 kHz 内呈电阻性，超过该值则变为电感性。但是，没有使用特殊的谐波消除算法。

图 A.14 给出测得的具有和不具有有源馈电变流器的谐波群电压频谱。可看出，至少受试的有源 馈电变流器 能在宽频率范围内显著改善电压质量。频率至 2 kHz 时，不具有有源馈电变流器计算出的 电压 THD 为 2.4%,而 具有有源馈电变流器为 2.0%。畸变中唯一增加的是脉冲频率范围，这种情况下 为 5 kHz,电压畸变增加至背景电 平以上。

注：2 kHz 时的谐波电平由于 IEC 61000-4-7 而改变，在该频率下，群的范围从 50 Hz 变为 200 Hz。



注：给出的谐波群根据 IEC 61000-4-7 测量， $R_{scs} = 5, u_{scv,lim} = 12\%$ 。

图 A.14 四个有源馈电变流器连接至供电网络，测得的电压畸变减少

A.6 电容器在 2 kHz~9 kHz 频段耐受畸变的能力

A.6.1 概述

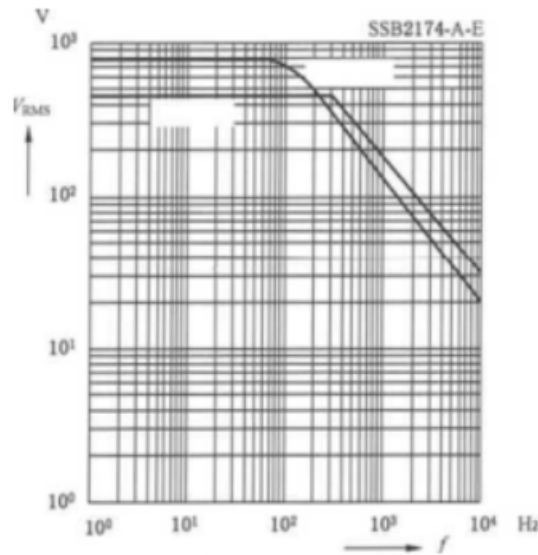
有必要了解电容器在考虑的频率范围内的耐受能力。标准的交流电容器的目录数据通常聚焦于基频下限制条件的信息。

适用于功率因数校正的电容器应为附加谐波负载留有一定的功率裕度，通常以额定无功功率的百分比表示（例如 11·5%）。见图 A.15。

该信息只能用于频率低于 1 kHz 的负载特性，因为与低频范围内的基波损耗相比，谐波损耗增加较少。这种情况下的大部分损耗由介电损耗决定，介电损耗通常占电容器基波总损耗的 90%以上。

目录中的损耗角“tan δ ”通常也表示这种损耗情况。

当电容器遇到较高频率（2 kHz~9 kHz）的电压畸变水平时，损耗会发生相当大的变化。电容器损耗随着频率的增加而迅速增加（见图 A.16）。



计算由单一频率引起的电介质附加温升（单位为开尔文·K）的公式如下：

$$\Delta T_n = 10X\% / V_L$$

式中：

ΔT_n — 在频率 f_n 下计算的电介质温升；

V_{M_n} — 在频率 f_n 下测得的值；

V_{on} — 频率 f_n 下的限值。

图 A.15 为计算温度而摘录的电力电容器制造商的目录信息；交流 760 V（额定电压为交流 690 V）

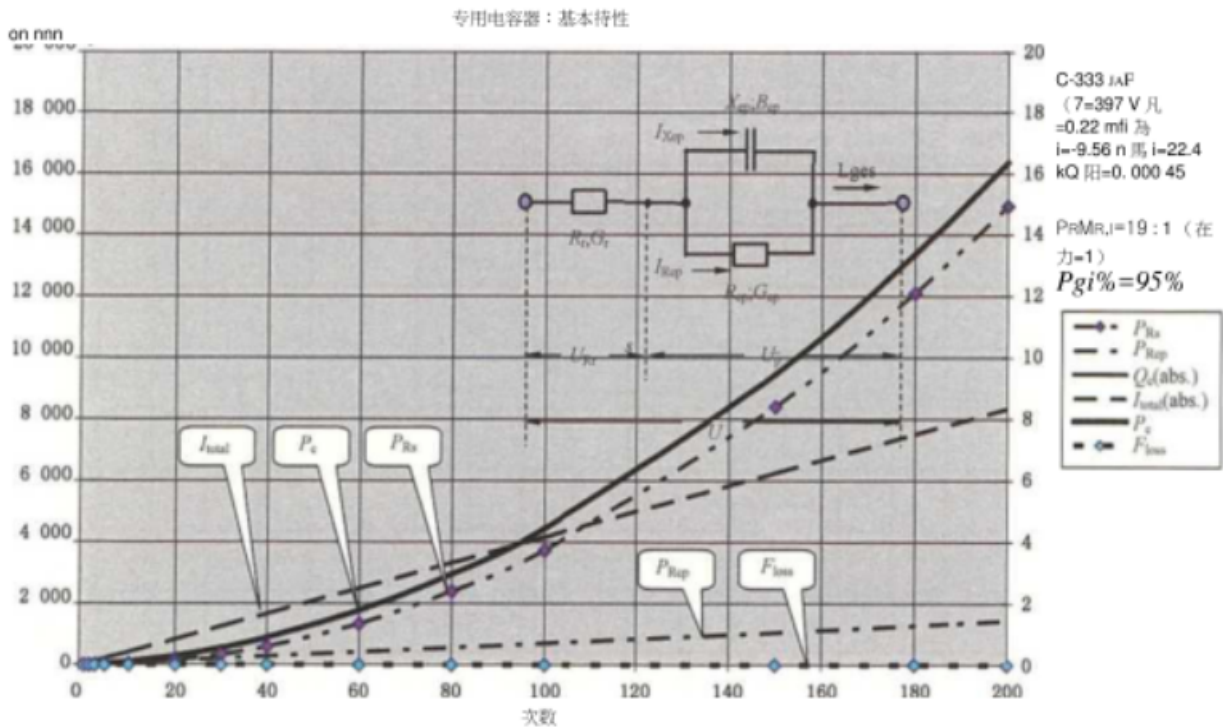


图 A.16 由恒定参考电压和可变频率 ($R_{cp} = f(h)$) J 电源供电的电力电容器的无功功率和损耗

这种增加主要是由于电容器内的绕组损耗 (P_{ws}) 引起的，它们在较低频率范围内不起主要作用。

与绕组损耗相比，频率对介电损耗 (P_{wp}) 的影响较小，这是因为与绕组损耗的平方根特性相比具有线性特性。由于这个事实，可假设 R_{cp} 是与频率无关的第一近似值。此外，电容器的电感性电抗可不考虑，因为电容器的内部谐振频率通常在 10 kHz 以上。

无需考虑电容器内部的扼流圈（其存在的目的是避免低频范围内不期望的谐振，并相应地调谐）。这种组合对于 2 kHz~9 kHz 频段信号几乎呈现纯电感，因此，处理这种信号完全没问题。

此外，还应考虑以下特征：

— 该频段内，畸变导致电气故障的危险主要由过电流（而不是过电压）决定；

该频段内，电力电容器比小型电容器更容易受畸变影响而过载，因为布线损耗通常较高。此外，有时使用熔断器保护封装电容器内的分立电容器元件，这通常导致附加布线损耗。

概括地说，关于电容器在 2 kHz~9 kHz 频段耐受畸变的能力，通常可只关注电力电容器，它代表了这方面的“最恶劣情况”受害者。

A.6.2 允许的谐波负载的目录信息

一些电容器制造商提供有关电容器处理附加谐波负载能力的相关文件，并且在该频率范围内（见图 A.17）。

图 A.17 给出计算该负载引起的介电温度的示例。

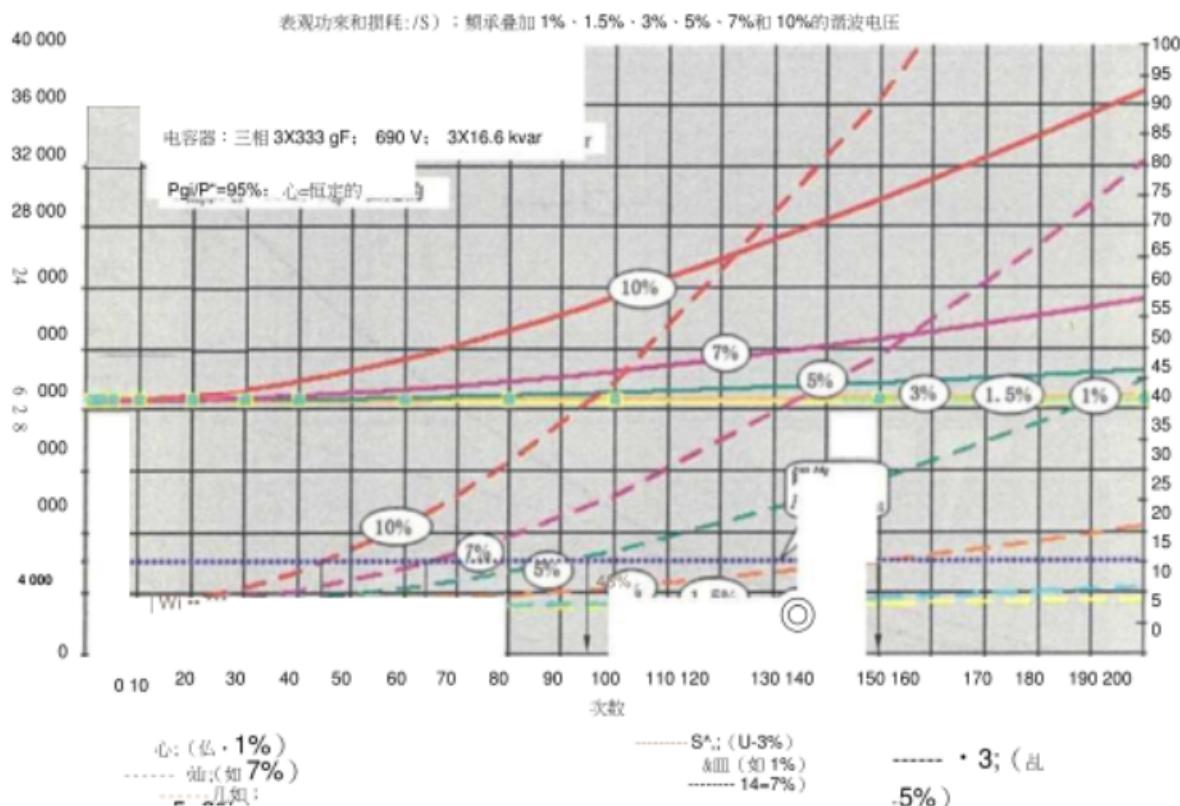


图 A.17 典型电力电容器在不同电压畸变水平和临界频率边界（单一频率）下的表观功率和损耗，垂直箭头处的温升达到可观的值

A.6.3 允许的畸变水平的频率边界

一种更通用的方法是基于复杂的计算，并允许对电容器在考虑的频率范围（源自基础数据）内耐受谐波应力的能力进行一般性预测。

损耗的增加会导致表观功率增加以及电容器内温度升高。图 A.17 给出供电电压可能出现的不同畸变水平下的损耗情况的典型结果。

结果与目录数据无关,而是基于反映实际情况的 $\text{PRC}_{\text{H}}/\text{PCI}=95\%$ 的基波频率下的损耗率。在电容器没有不允許的溫升的情況下,假設畸變水平允許達到的頻率邊界可由實際發生的總損耗(在單一頻率下)與在 2XP_{Cl} (基波下的總損耗)處規定的損耗限值的交點得到,作為適當的允許最大值。

注：通过与电容器比较，可验证这种损耗限值的便利性，该限值导致电容器内的温升由于畸变而合理上升 10 K。电容器制造商可提供和确认有关该温升的信息。至于电容器的损耗角，假设其正切值为 0.000 45 或更好。

应注意的是,事实上这些结果仍然与一个基于单一频率(以一个频率为主)的畸变信号有关。这和情况在实践中确实也是可想象的,因为供电网络本身倾向于选择与其自身网络频率相同或接近的频率,在这种情况下,不应超过上面的虚线。

A.6.4 有源馈电变流器的频谱

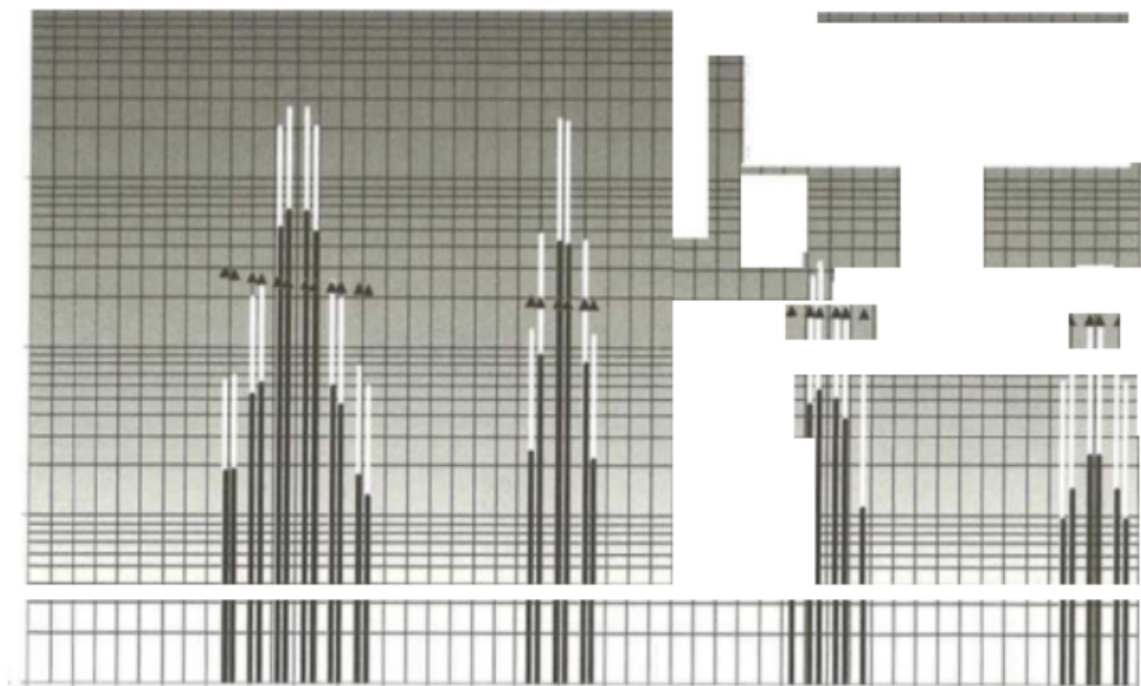
如果几个有源馈电变流器影响网络的畸变特性，将出现频谱（见图 B.2）。

由于频谱的每条谱线都会导致电容器内出现不同的温升，在已知此频谱之前，无法确定电容器是否过载。对于基于同步脉冲模式的控制，畸变产生在脉冲频率及其整数倍频率附近，如 6.6 和图 B.2 所示。

对于限值的规定，两电平拓扑是为此目的应考虑合适解决方案。当满足与这类设备的兼容性时，所有基于 PWM 技术的其他类型也包括在表 A.4 中。

给这个频谱定位限值意味着除了实际使用的优点外，因为在电容器内引起一定温升的单一频率的幅值与影响相同温升的频谱最高谱线的最大值之比相当恒定，几乎与所选的脉冲频率无关。

这个特点使得能在测试实验室而非现场（提供了合适的人工网络）测量畸变。如果网络阻抗变化，电压畸



变也相应变化，该比率甚至是恒定的（见图 A.18）。

凡=10 K 时 “如 u)的频谱

川 0)降低。穿血皿 0: 3%,0.44 K) E23

降低。因子穿过 Zi&50,3%,0.44 K)+

如图所示,690 V 电容器（工作于 760 V）由谐波
频谱额外引起的温升：
未降低时,7: = 10 K;
降低后,凡=0.44 K,由 a · N:Ba/Bo;50.3% 处的

图 A.18 有源馈电变流器的电压频谱和线路阻抗降低对
电容器温度（10 K~0.44 K）的影响以及频谱的组成

A.6.5 结论

当所有有源馈电变流器产生的最高谱线总和不超过图 B.1 中作为下线的电压畸变，并确保它们在这方面的
耐受水平时，并联连接在有源馈电变流器运行网络上的电容器得到充分的过载保护。

如果每个单独的有源馈电变流器与现场网络条件（R©）的组合满足图 B.1 和图 B.2 中相应的边界，条件也
得到满足。

A.7 2 kHz~9 kHz 频段内有源馈电变流器附加滤波措施的影响

A.7.1 概况

只要没有其他已知的方法能满足非常严格的允许畸变的要求，就应使用大型无源滤波电路（应调谐至更高
的频率，即通常高于 1 kHz），在较低频率范围内出现问题的概率就会增加。这是网络中使用的所有电气部件（发
电机、变压器、电容器、电缆等）以及与之相连的所有部件的过载和电压应力引起的谐振造成的。

过去的许多案例表明，电气部件的过载或电压应力问题主要由谐振或累积效应引起，而不是由正确运行的
电气设备的正常运行条件或者无此类影响的设备在正常运行条件下的电压畸变水平产生的负载引起。

具有非线性负载特性的传统设备从含有低次谐波（通常低于 1.5 kHz）的供电网络吸收非线性电流。当给定频率的非线性电流在频率相同的网络中产生谐振时，发生过载和应力问题的概率迅速增加。

几十年来，技术人员一直尽可能避免这种巧合。如果过去不得不安装滤波电路（例如用于改善功率因数），那么务必注意的是，在允许接通较高频率的滤波电路前，滤波电路是在最低频率启动的。如果可能的话，目标始终是避免在较低频率范围内发生谐振。网络的自然阻尼效应越小，越应遵循这个规则。

在 2 kHz~9 kHz 频段跟踪它非常困难，甚至几乎不可能。如果对特定频率的低畸变水平的要求非常严格，很大程度上不可避免地要采取滤波措施。因此，目前的做法是针对特定频率安装大型滤波电路以满足给定目标的要求，且忽略此阶段由于与其他设备（例如在新设施或改变网络配置的情况下）的巧合而稍后可能在网络中产生的不期望的影响。

A.7.2 一系列与电气传动系统相关的示例（有源馈电变流器和 CSI）

A.7.2.1 概述

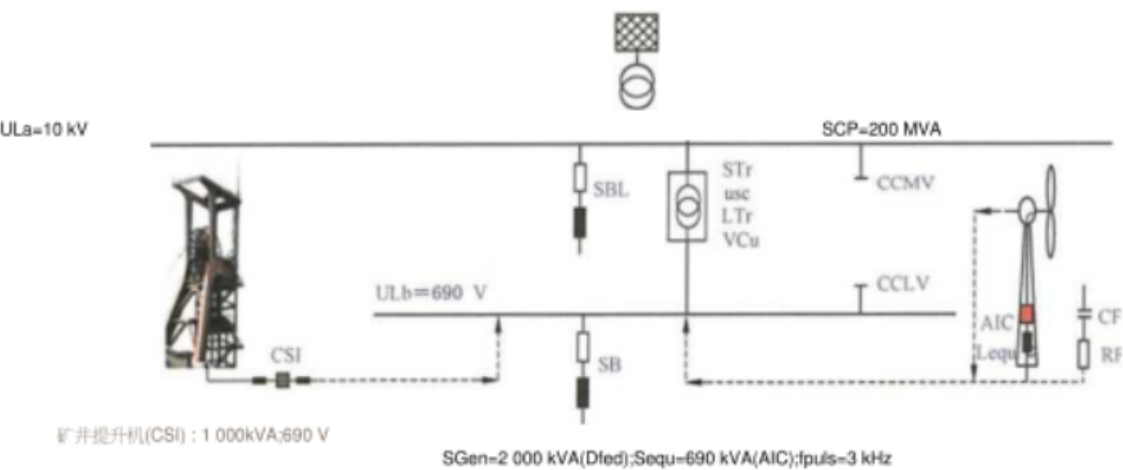


图 A.19 风力发电站和矿井提升机传动连接在同一供电线路上

示例中的有源馈电变流器设置在用于风力发电机的双馈异步电机转子电路中。它是一个脉冲频率为 3 kHz 的两电平 PWM 电压源逆变器，配置有大型滤波电路，旨在将中压网络中脉冲频率附近的电压畸变降低至 0.2% 的电压畸变水平。CSI 是主提升机的直流电流传动，具有电流源特性，产生第 5、7、11、13、17、19、23、25 次等次数的典型谐波。两个变流器连接至同一个电源（图 A.20）。

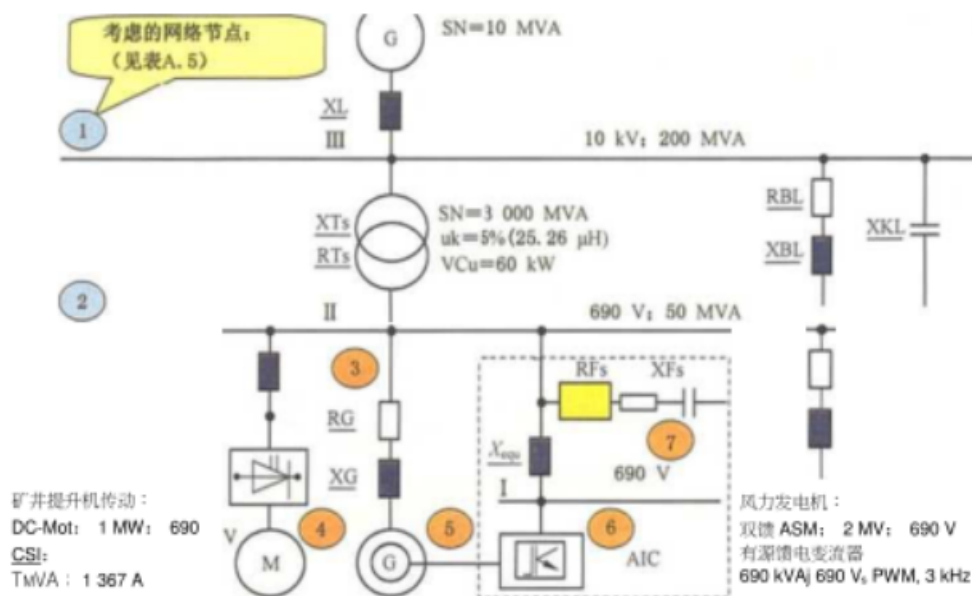


图 A.20 图 A.19 中工厂的供电网络配置·具有指定的测量点

A.7.2.2 具有和不具有有源馈电变流器滤波器的谐波电流性能

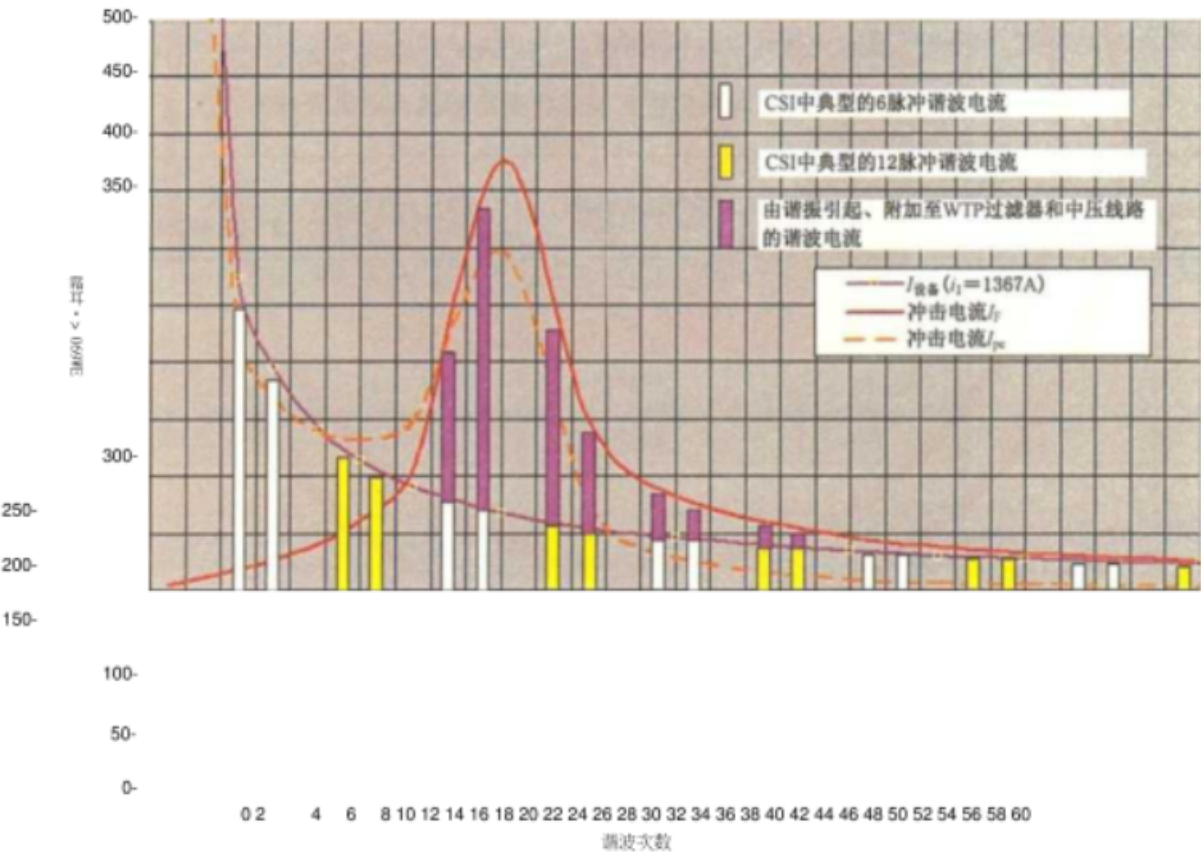


图 A.21 CSI 的常规电流（禁用有源馈电变流器滤波器）和
滤波电路引起谐振情况下的电流放大（启用有源馈电变流器滤波器）

A.7.2.3 启用和禁用有源馈电变流器滤波器情况下，供电网络的电压电平数据

图 A.21 考虑了两个特定频率的电压畸变水平。3 kHz 频率与有源馈电变流器的脉冲频率一致。这种情况下的目标是将该频率的中压供电线路上的畸变水平从 1.3%降低至 0.2%。1 kHz 对应于滤波 电路启用时发生谐振的频率。3 kHz 下预期效果的目标是通过滤波电路实现的，但总谐波情况发生了 更糟糕的变化。表 A.5 给出电压畸变对滤波电路和电流分布的依赖性。

表 A.5 无滤波电路和有滤波电路的两条供电线路（U 和Ⅲ）上的电压畸变
（滤波器设计为在中压供电线路上达到 0.2%的畸变水平）

中压母线 ID 上的电压畸变 U_v/U_u			关闭滤波电路	启用滤波电路	备注
	3 kHz	由 CSI 引起	—		
	3 kHz	由 AIC 引起	1.3 %	0.2 %	预期效果
	1 kHz	由 CSI 引起	0.6 %	3.2 %	非预期效果
	1 kHz	由 AIC 引起	—		
低压母线 n 上的电压畸变 U_v/U_n			关闭滤波电路	启用滤波电路	备注
②	3 kHz	由 CSI 引起		—	
	3 kHz	由 AIC 引起	5.5 %	0.5 %	预期效果
	1 kHz	由 CSI 引起	2.6 %	15.0 %	非预期效果
	1 kHz	由 AIC 引起		—	

A.7.2.4 启用和禁用有源馈电变压器滤波器情况下，特定点处的电流数据

为进行比较,表中还提到基波和方均根值电流。除了网络中所有组件的 CSI 外，谐波负载在滤波器启用时会显著增加（注意这种情况下基波与各次谐波平方和的平方根）。

表 A.6 如图 A.20 所示，网络内特定频率和指定测量点的电流分布

主要部件一些突出的电流 A			关闭滤波电路	启用滤波电路	备注 (过载因子)
③	变压器	I_h	1024	1027	
		I_{110}	55	267	4.85
		I_{160}	47	2	
		I_{RMS}	1027	1061	1.03
④	低压 CSI	I_h	1367	1367	
		I_{110}	72	72	
		I_{160}	5	5	
		I_{RMS}	1369	1369	
⑤	低压发电机	I_h	357	358	
		I_{110}	16	76	4.75
		I_{160}	14	1	
		I_{RMS}	358	366	1.02
⑥	低压 AIC	I_h	58	58	
		I_{110}	4	4	
		I_{160}	56	64	阻抗较小
		I_{RMS}	81	86	1.06

表 A.6 (续)

主要部件-输出的电流 A		关闭滤波电路		启用滤波电路	备注 (过载因子)
⑦	低压滤波器		0	125	
		<19	0	376	注：/11
			0	66	
		[RMS	0	402	2.85! (402/141)

与滤波电路相比,变压器和发电机方均根值的增加相对较少的唯一原因是,由于基波电流值较大,它们具有较大的功率裕度。

然而,滤波电路设计仅用于吸收叠加在基波电流（125 A）上的 3 kHz 谐波电流（64 A）,即 $I_{RMS} = 141\text{ A}$ 。因此,滤波电容器的方均根值过载相当于其额定负载的 285%。在这种情况下,滤波电路的电 容器受到严重威胁。这种情况也可能在其他低压和中压供电网络中出现。

A.7.3 结论

在有源锁电变流器的脉冲频率范围内实现非常低畸变水平意味着需要大型滤波电路。
这些电路主要由电容器组成。考虑到高频,扼流圈可忽略不计（有时根本不存在）,因为它们削弱了 在脉冲频率附近实现低电平畸变的期望效果。
因此,网络的固有频率被移至一个相当低的频率范围。在这个范围中,基于非线性负载且具有电流 源特性的传统设备通常产生相同频率的谐波电流。
由于这种巧合,在较低频率下,谐振放大会产生相当大的谐波电流,这在整个网络中造成过载和应 力问题。应深思熟虑,为考虑的频率范围内的畸变限值规定可能的最大值,以避免这种影响。

A.8 供电网络阻抗测*示例

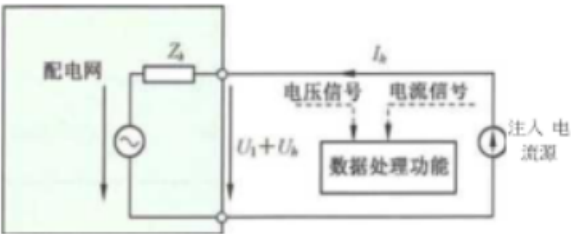
A.&1 概述

本章从供电网络阻抗测量的角度介绍了技术趋势,作为对 5.2.4 的补充。

A.&2 测量基本原理

对供电网络阻抗测量的技术背景进行了文献调查。调查发现了 5 篇已发表的论文（参见参考文献〔17〕~〔21〕）和一种适用于供电网络的测量装置。它们描述了基本相同的原理:注入谐波电流和分析谐 波电压分量（见图 A.22）。本附录简要介绍参考文献中描述的测量方法。

使用适当的电压、电流传感器测量电压、电流,并引入数据处理功能。该功能通常由 A/D 转换器和 数字处理器组成。



说明：
s 一在人次谐波零阻抗处的基波电压；
5 + 5 - -基波电压+/-次谐波电压；
x -h 次谐波电流；

z_h — h 次谐波阻抗。

图 A.22 阻抗测量的基本原理

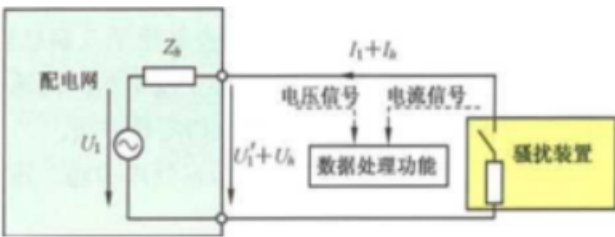
该函数通过傅里叶变换或等效分析计算出 h 次谐波频率下的电压分量 U_h 和电流分量 I_h 。
该频率下的供电网络阻抗 Z_h 由复数量给出，其实部和虚部分别表示阻抗的电阻性分量和电感性 或电容性分量， $Z_h = R_h + jX_h$ 。
通过改变频率，可获得阻抗-频率特性。
在实际测量中，应适当考虑供电网络中已有的谐波分量以及电压、电流等的测量误差。

A.8.3 用于测量的谐波分量注入法

尽管基本原理相同，但从电流谐波分量注入法的角度来看，参考文献之间可能存在差异。
方法 A：骚扰引起的电流注入。注入由瞬态现象（例如接通和切断连接至供电网络的电阻器或电容器）产生的宽频率范围电流分量。该方法需要的测量时间可能较短，因为一次就产生宽范围频率。
方法 B：单一频率正弦波注入。一种通过放大器或等效装置注入单一频率正弦波电流分量的方法。如果测量宽频率范围的阻抗特性，频率扫描需要的时间可能较长。

A.8.4 谐波电流由骚扰装置产生

参考文献〔17〕讨论了配电系统谐波阻抗的测量。该参考文献介绍了一种产生谐波电流分量并将其注入供电网络的骚扰装置，如图 A.23 所示。
作为骚扰设备，该参考文献介绍了带开关的电容器或电阻器，还进一步介绍了相控晶闸管开关。骚扰装置传导包括基频分量在内的宽频率范围电流分量。
图 A.23 中，为便于说明，仅给出了基波分量和力次谐波分量。



说明：
 U_1 —端子上的基波电压；
 I_1 —基波电流；
 Z_h —基波频率阻抗。

图 A.23 骚扰装置产生的谐波电流

该参考文献还介绍了由两个 A/D 转换器同步测量阻抗的测量装置中的电压和电流数据处理系统，以及将电压分量与电流分量之间的相位误差最小化的注意事项。

A.8.5 基于骚扰电流注入的参考文献（方法 A）

A.8.5.1 基于电阻器投切的测量装置

市场上有用于测量 5.2.4 所示供电网络阻抗的测量装置（参见参考文献〔18〕）。该测量装置中，电阻器配有三相半导体开关。
图 A.24 给出了单相电路。通过接通和切断，电流包括开关产生的谐波分量流经电阻器。同时，测量和分析

了端子上的电压。尽管制造商没有给出详细的数据处理过程，但测量是根据 A.&2 中给出的 原理进行的。

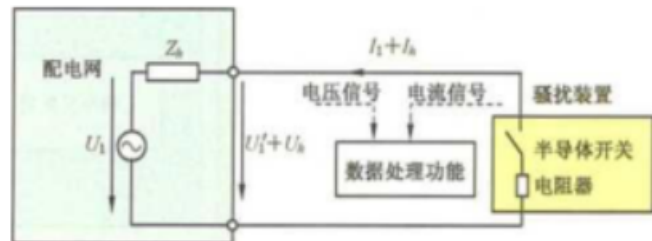


图 A.24 通过切换电阻器测量

A.8.5.2 电容器投切产生谐波电流

如图 A.25 所示，参考文献〔19〕重点研究了电容器投入至供电网络时的瞬态振荡现象。该参考文 献从理 论上分析了瞬态波形，提出了一种计算网络阻抗电阻和电感的方法，并在一栋建筑物内额定电压 为 100 V 的实 际配电网中进行测量。测量频率约为 4 kHz~10 kHz。

该参考文献讨论了测量误差，提出了一种使用电容量不同的两个电容器提高测量准确度的方法。 该方法在 市场上广泛应用的经济型测量装置上取得了较好的结果。

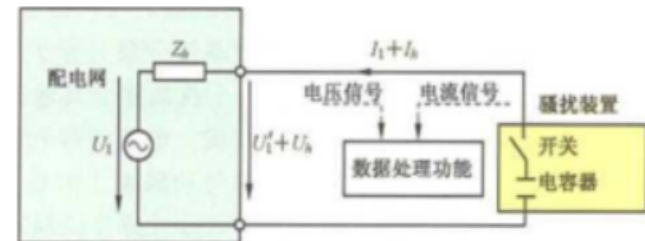


图 A.25 通过电容器组测量

A.8.5.3 间谐波信号注入

对于像内部发电机那样的分布式发电，有时需要检测供电网络的断开和孤岛。参考文献〔20〕介绍 了一种 通过测量内部发电机的 6.6 kV 供电网络阻抗检测孤岛的方法。如呆阻抗增加高于正常范围，认 为发电机被视为 与供电网络隔离且与供电网络断开。

该参考文献的特点是利用 2 次谐波和 3 次谐波之间的间谐波。这个想法来自于一个事实，即供电 网络中的 间谐波分量可忽略不计。利用间谐波分量向电网注入小信号，可获得较高的测量准确度。

如图 A.26 所示，提出的阻抗测量系统由间谐波频率发生器、放大器、绝缘变压器、电压传感器、电 流传感 器和阻抗测量功能组成。

因为目标的原因，测量系统只使用单一频率。该参考文献没有涉及很多频率。不过，阻抗测最系统 的结构 与 5.2.4 给出的非常相似。

中压供电系统

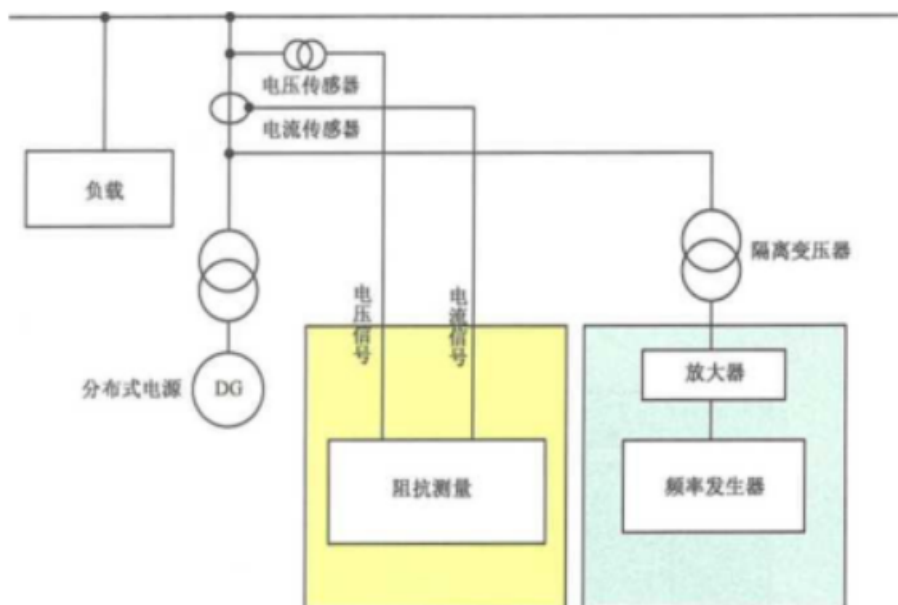


图 A.26 通过注入谐波波进行孤岛检测的 6.6 kV 供电网络阻抗测量系统

A.8.6 基于单一频率正弦波注入的参考文献（方法 B）

A.8.6.1 正弦波信号注入法测量线路阻抗

参考文献[21]提出了一种线路阻抗测量系统，并给出了在美国大学一栋建筑物内对线路进行 50 Hz~30 kHz 频段测量的结果。

测量系统由与图 A.26 类似的两个模块组成。第一个模块用于向线路注入一定频率的电流。第二个模块用于测量和分析电流和电压。

第一个模块由一个正弦波信号频率发生器和一个放大器组成。放大器的输出通过隔离变压器连接至线路。在变压器和放大器之间，连接了一个滤波器以抑制基波分量并保护放大器。注入线路的电流幅值设置为比线路电流额定值小两个数量级，这样注入不会干扰线路上其他设备的运行。

第二个模块由电流传感器，电压传感器和信号分析仪组成。电流信号和电压信号通过调谐滤波器引入信号分析仪。滤波器的带宽设置得很窄，以消除噪声信号的影响。信号分析仪输出电流和电压的幅值和相位。利用这些数据，通过连接至信号分析仪的个人电脑计算且绘制不同频率的线路阻抗。

A.8.6.2 利用电压源变流器测量线路阻抗

参考文献[22]提出了一种采用电压源变流器的不同测量方法，并给出了在德国大学一栋建筑物内对线路进行 100 Hz~10 kHz 频段测量的结果。

测量系统由与图 A.26 类似的两个模块组成。第一个模块用于向线路注入一定频率的电流，第二个模块用于测量和分析电流和电压。

该参考文献利用三相 PWM 电压源变流器产生高频电流分量并将其注入线路。变流器输出由“滞环控制”方法控制，该方法产生测量频率的电流分量。然后，变流器通过变压器连接至线路。该变流器作为高频分量发生器和放大器工作。

第二个模块由电流传感器，电压传感器和基于 FPGA 的电路组成。电流信号和电压信号通过 A/D 转换器以足够高的采样速度引入 FPGA。在 FPGA 中实现 DFT 算法且分析信号。利用分析的数据，通过连接至信号分析仪的个人电脑计算且绘制不同频率的线路阻抗。

附录 B
(资料性附录)

2 kHz-150 kHz 频段有源馈电变流器设计的基本考虑

B.1 2 kHz~9 kHz 频段有源馈电变流器设计的基本考虑

B.1.1 概况

警告：本标准定义的传导发射频率低于 150 kHz 的最大发射值的基本考虑基于观察和经验。这些观察和经验来自于，在大多数供电网络中，当今先进的有源馈电变流器与其他设备一起运行而不产生不可容忍干扰的情况。

B.1.2 概述

尽管如此，应强调的是，电磁环境可能会发生变化。例如，由于智能电网的发展以及 IEC EMC 技术委员会正在制定的发射限值可能与本标准给出的最大发射值不同。

公共供电网络中的电压畸变是影响连接至同一供电系统且并行工作的电气装置的主要因素。

因此，每个单一有源馈电变流器单元允许的谐波电流限值主要考虑的是实践和测量的原因，为系统提供的最大电压畸变定义设计指南似乎都是有用的。

有源馈电变流器引起的传导发射频率低于 150 kHz 发射值的基本考虑，以及重要产品对 2 kHz~9 kHz 频段发射耐受能力边界值的基本考虑均基于调查、测量和观察。这些调查、测量和观察来自于 EMC 敏感产品以及当今先进的有源馈电变流器在大多数供电网络中运行，不产生不可容忍的干扰，且提高使用有源馈电变流器的接受度。

由于有源馈电变流器在不同网络的不同性能（见 5.2.3.2）具有特殊的特性，电流限制似乎不合适，因为供电网络本身就是其固有电流发射特性的一部分。

A.4 结合以下主要的决定性条件在这方面给出了一些基本结论：

- 电源阻抗 ($Z_{L/O}$ 见 5.2.4)；
- 设备阻抗 ($W_{sCV.equ}$ 见 3.13)；
- 短路比 (R_{sc} 见 3.28)；

多个有源馈电变流器连接至同一耦合点的累积效应。

关于电源阻抗，德国 2010 年的研究（见 5.2.4）得出的最新测量结果表明，通常低于 IEC 61000-4-7 中规定的阻抗值。

在排除架空线的情况下，IEC 61000-4-7 中给出的三相系统阻抗不适用。

B.1.3 连接至供电网络的电力电容器耐受能力和 2 kHz~9 kHz 频段兼容性的基本考虑

基于长期经验，广泛用于供电网络中的电力电容器（例如用于无功功率补偿、无源谐波滤波器和电机启动）对于供电电压的谐波畸变尤其没有防护，因此，在考虑的频率范围内，这个电气部件在提出指南方面扮演重要角色。

注：在这个范围内，EMC 电容器通常不受频率的负面影响。

应区分由设备/部件的基本特性导致的对特定谐波畸变的灵敏度和由使用的配置或设备结构导致的灵敏度。

为避免设备中的机械共振（共振甚至可能在相对较低的谐波电压水平下产生部分噪声），只保持特别低的骚扰水平也没有经济意义。

如果改变有源馈电变流器的脉冲频率不会达到缓解的效果，这种情况能通过提高受骚扰设备的抗 扰度更好地解决。

结果见图 B.1 和 B.1.4。

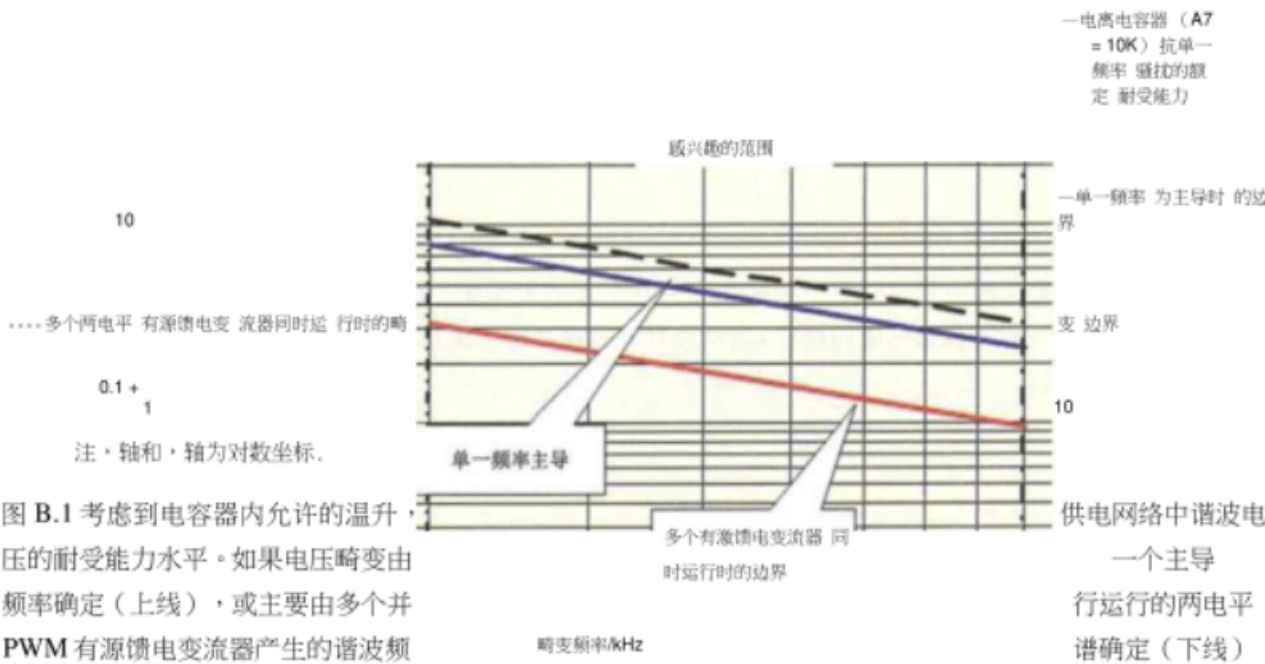


图 B.1 考虑到电容器内允许的温升，电压的耐受能力水平。如果电压畸变由频率确定（上线），或主要由多个并 PWM 有源馈电变流器产生的谐波频

B.1.4 设置电容器耐受能力曲线的基本条件

结果如图 B.1 所示：

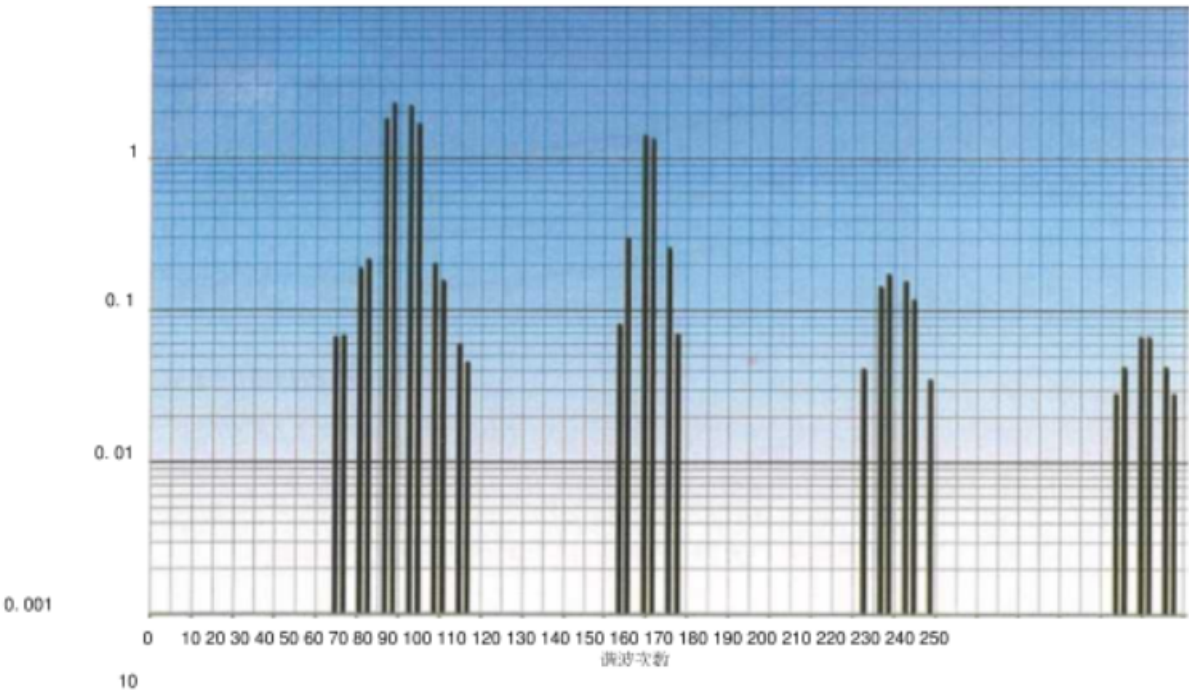
- a) 由于该频率范围内存在谐波，电容器的温升应保持 10 K 的最高值；
- b) 考虑了两电平 PWM 有源馈电变流器的典型谐波频谱,没有附加抑制措施；
注 1：只考虑实际连接在有源馈电变流器和供电网络之间的线路电感。
- c) 谐波电压畸变水平的定义根据 3.34 的线电压畸变导出；
- d) 对于单相（三相）PWM 有源馈电变流器，单一主导频率和出现的最高谱线之间的关系因子为 $F = 2 \cdot 5$ ($F = 2.4$)；
注 2：见图 B.3 和图 B.4 中虚线极限曲线之间的小差距。由于差异小，只使用关系因子 2.5 规定图 B.1 的下限线。这种差异会产生更多影响，且已相应考虑。
- e) 一致性因数（如果多个 PWM 有源馈电变流器在同一个电源上运行）与线电压谐波畸变的叠加 等于单畸变值的 1.67 倍。

图 B.1 中的虚线仅考虑一个主导的畸变频率，且通常由电力电容器制造商确认这些装置是否允许。关于实际电容器类型的制造允差以及可能的进一步安全裕度，假设对于一个主导频率，虚线极限与虚线之间的适当距离约为 30%。这种情况有时可能存在。例如，具有独特谐振的电源，虚线也可视为 极限。然而，对于基于谐波频谱的典型有源馈电变流器畸变，虚线仅用于比较。

图 B.1 表示该频谱中出现的最高谱线不应超过的边界。即使多个有源馈电变流器同时在同一供电 线路上运行，也不应超过该曲线。

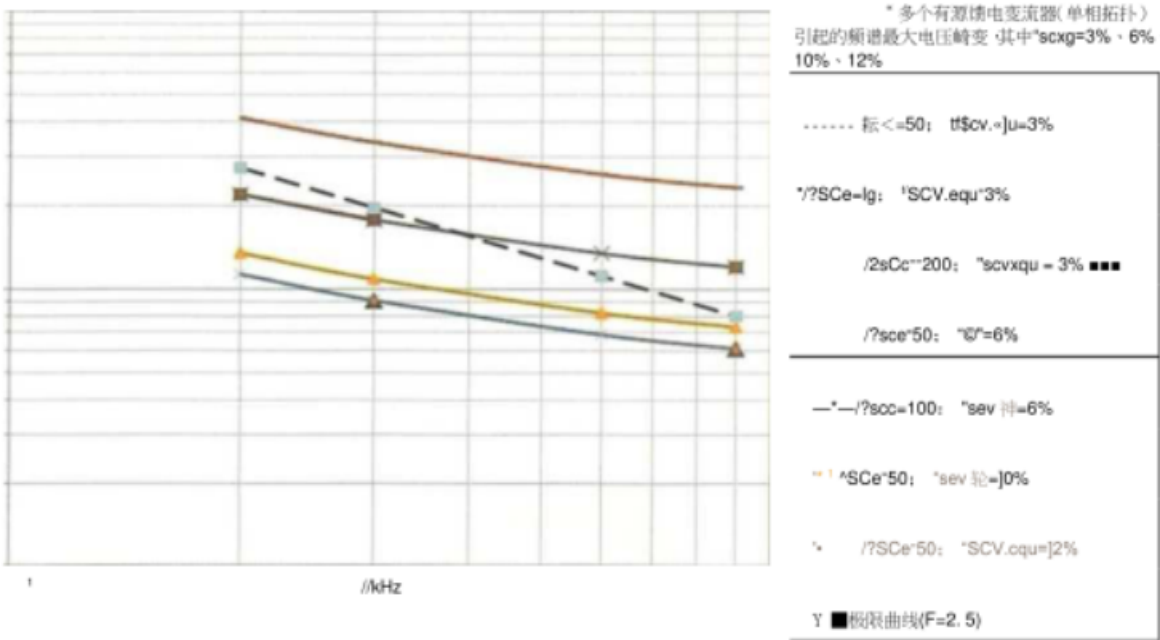
实线极限和虚线（一个主导频率）之间的距离相当恒定，且与有源馈电变流器所选的脉冲频率无关。这通常 是正确的且是良好的近似。

因此，图 B.1 中的实线也反映了有源馈电变流器占主导地位时，供电网络耐受水平的限制。图 B.2 给出电力电容器可接受的温升不超过 10 K 的典型谐波频谱。



B.1.5 两电平 PWM 有源馈电变流器与不同供电网络条件的匹配，电力电容器不过载

图 B.3（单相有源馈电变流器）和图 B4（三相有源馈电变流器）给出供电网络在不同参数（短路比 R_{SCe} ；设备阻抗“SCV”）下产生的电压畸变。



注：“小”=3%、6%、10%、12%。电力电容器温度极限曲线与尺寸=50；“冲”=6%相交。图 B.3 多个有源馈电变流器（单相拓扑）引起的频谱最大电压畸变

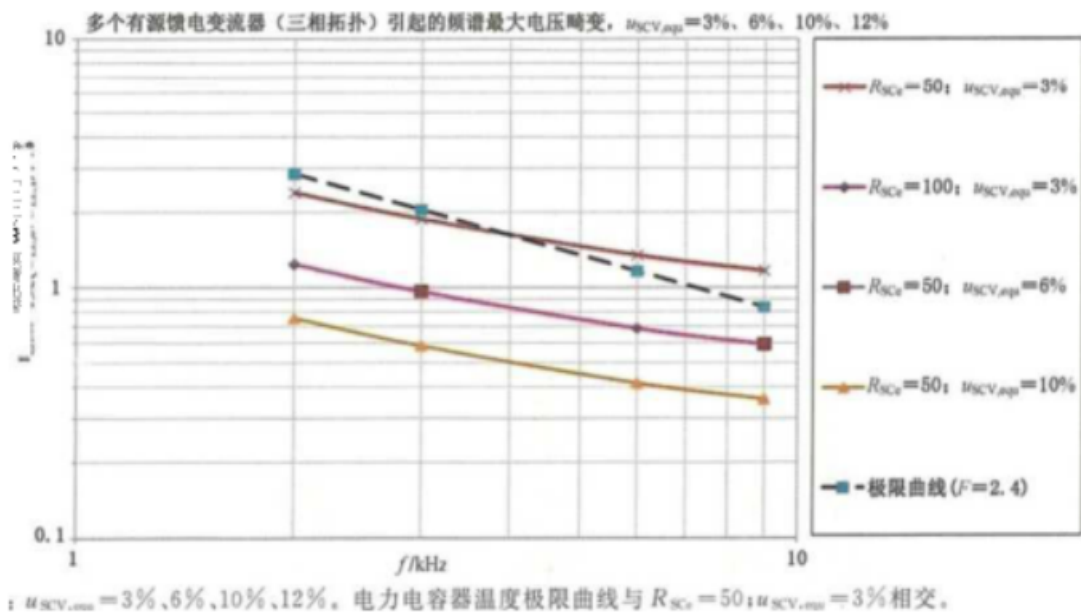


图 B.4 多个有源馈电变流器（三相拓扑）引起的频谱最大电压畸变

这些图中的曲线概括了多个有源馈电变流器在同一供电线路上同时运行时的畸变效应（增加因子为 $5/3 = 1.67$ ），并以双对数坐标给出。

因此，可将这些曲线直接与图 B.1 中电力电容器的极限曲线比较。该极限曲线由电容器在同一频率范围内的温升限值得出，在这方面可视为耐受水平。

与电力电容器的极限曲线相比，某些电压畸变结果较低，但其他电压畸变结果较高或在特定频率存在交叉点，这意味着有源馈电变流器参数设置不足以满足要求的电力电容器限值。实践中，这种不匹配可导致电力电容器的可靠性问题，应通过选择有源馈电变流器参数或采取附加滤波措施予以避免。

在相同的边界条件下，畸变曲线越高，极限曲线就越低，要求采取更多附加滤波措施。

尽管有源馈电变流器的电感与线路阻抗之间的电压分配遵循电子表格结果中考虑的完全不同的规律，但在这种情况下， R_{sec} 为通常定义的基波功率比。

图 B.5 和图 B.6 给出了三种情况：

- 情况 A：有源馈电变流器的所有开关频率可能不匹配，这可能会导致电力电容器温度过高，因而要求更高的 R_{sc} 值或“ scv ”值，或者附加滤波器；
- 情况 B：对于低于显示值的开关频率，有源馈电变流器将使电力电容器的要求与显示的参数 R_{sc} 和 $W_{SCV,eq}$ 适应，不要求附加滤波；
- 情况 C：在此应用中，有源馈电变流器可在没有任何附加滤波的情况下运行，电容器不会出现过温现象。

R_{SCe}	3%	6%	10%	12%	15%
30	A		B 4.0 kHz	C	C
50	A	B 4.0 kHz	C	C	C
100	B 4.0 kHz	C	C	C	C
200	C	C	C	C	C
400	C	C	C	C	C

图 B.5 为应用电力电容器极限曲线，将单相有源馈电变流器（两电平）匹配到不同供电网络条件的电子表格

*SCV_{rated}

	3%	6%	10%	12%	15%
30		B 6.0 kHz	C	C	C
50	B 3.5 kHz	C	C	C	C
100	C	C	C	C	C
200	C	C	C	C	C
400	C	C	C	C	C

图 B.6 为应用电力电容器极限曲线，将三相有源馈电变流器（两电平）匹配到不同供电网络条件的电子表格

B.1.6 关于中压供电网络的注意事项

对于中压供电网络，就谐波而言，应考虑以下声明：

- 由于电缆和变压器内的集肤效应减小且与该线路连接的欧姆耗电元件较少，供电网络中的电阻通常较小；
- 由于通常使用三个或更多电平的变流器，产生的谐波发射较少（参见表 A.4）；
- 电力电容器的损耗因数和损耗特性预计与低压电力电容器类似；
- 由于上述因素，中压应用要求采用比低压应用更谨慎的方法。这可导致滤波量增加。

B.1.7 有源馈电变流器滤波的注意事项

为降低有源馈电变流器畸变水平而大量增加附加的有源馈电变流器滤波措施（根据图 B.5 和图 B.6 中的区域“A”），如果整个系统拓扑支持这种趋势，将导致供电网络在低于滤波器频率的频率范围出现严重问题（见图 B.7）。

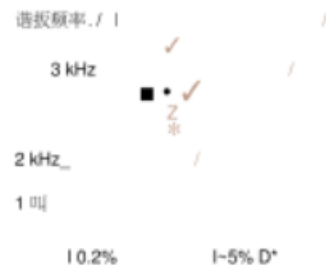


图 B.7 利用增加有源馈电变流器滤波量和电压畸变水平说明供电网络典型谐振频率

由增加的滤波产生的供电网络谐振频率将在无源滤波器内产生低频电流环流。这些电流也容易被 低压和中压网络中的补偿电容器组捕获。这种设备的损害预计每天都会发生（参见 A.7）。

在某些情况下，对供电网络中允许的发射水平的严格限制可能对供电系统本身（谐振频率的恶化）和连接至此的设备产生负面影响，这既需要从经济方面考虑，也需要从技术上考虑。如果这种情况是目标，那么一些“谐振危害”效应可能导致设备运行更恶劣、更危险（参见 A.7 中的示例）。

这个示例的基本信息是，可能会重新考虑对 2 kHz ~9 kHz 频段允许发射电平过于严格的限制（要求大量的有源馈电变流器滤波措施），以避免供电网络的自然给定谐振移向更低的频率，但允许使用较小的有源馈电变流器滤波措施，这些措施可正常工作且不会对其他设备造成干扰。

当增加电感性滤波部件时，还需要考虑配备有源馈电变流器的电气传动系统的动态性能下降。

B.1.8 有源馈电变流器适合的技术经济考虑

具有分布式能量产生和存储的智能电网结构将变得越来越复杂，因而需要制定 2 kHz~9 kHz 频段的共栖规则。

使用可再生能源将不可避免地推进，这将导致分布式发电站运行。这些电源以及扮演各种其他角色（AIF、功率因数补偿和储能）的有源馈电变流器将构成所谓的智能电网。随着这种高需求的持续和 未来发电概念的支持，这样的应用将会增加。

随着有源馈电变流器开关频率增加，变流器的复杂性、体积和成本会增加，而无源滤波器的体积和 成本将下降，见图 B.8。

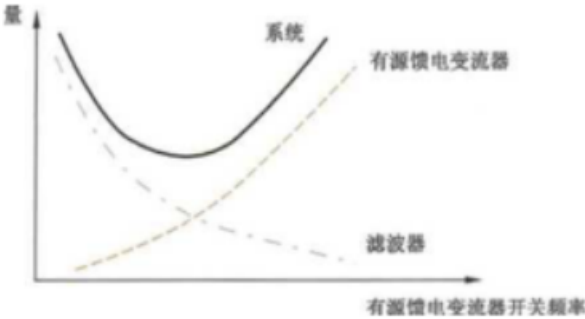


图 B.8 有源馈电变流器应用的典型尺寸/成本与其开关频率关系示意图

图 B.9 原则上说明了各种影响，且应仔细检查“这些典型说明以及在 4%处的交点符合有源馈电 变流器运行的长期经验,且与图 B.1 所示电容器在 2 kHz~4 kHz 频段的耐受能力匹配。

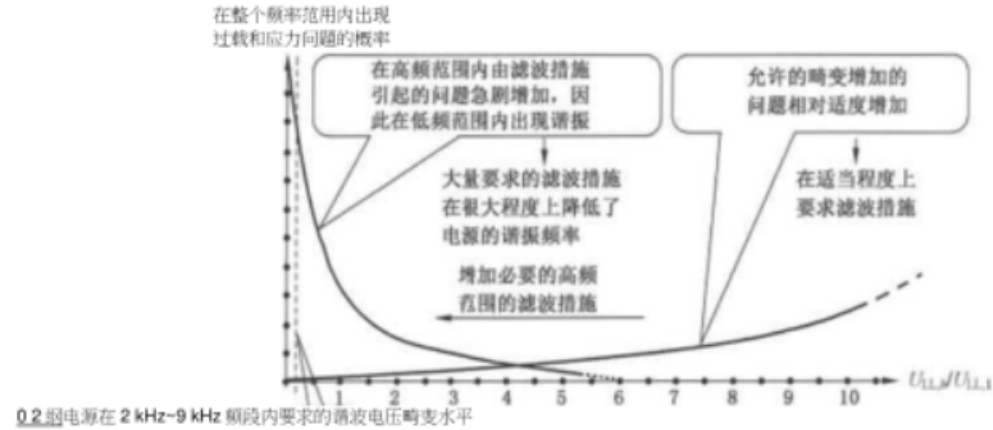


图 B.9 根据其他假设中规定的畸变水平约定，说明供电网络及其连接设备过载和应力问题的概率

B.1.9 2 kHz~9 kHz 频段

图 B.2 给出有源馈电变流器的谐波电压频谱。为了针对与图 B.2 所示畸变曲线的单个图形无关的 最大发射值，给出有源馈电变流器设计的基本考虑，宜限制 2 kHz~9 kHz 频段中所有谐波之和，并根 据其对电容器附加损耗的影响对单个谐波电压加权。

具有较高频率（例如 8 kHz 处的 3%）的某个幅值的谱线对电容器加热的影响大于具有较低频率的 相同幅值（例如 4 kHz 处的 3%）的谱线。因此，式（B.1）提出了加权畸变因数 D,它与 IEC 61000-3-12 中定义的“局 部加权谐波畸变因数” PWHC 类似。

式(B.1)中的电压 U_m 应在供电网络的线至星点测量, U_n 为该供电电压的基波。测量方法遵循 IEC 61000-4-7:2002 的附录 B。

根据有源馈电变流器预定应用环境的专用类别, 其设计不宜超过如下所示的畸变因数 D 。

对于 C1 类有源馈电变流器, 畸变因数 D 的值是将式 (B.1) 应用到图 B2 (该图也与图 B.1 匹配) 得出的。

对于 C3 类有源馈电变流器, 畸变因数 D 的值是根据 IEC 61800-3 和 IEC 62040-2 中 150 kHz 以上的类别 C3 的值外推得出的。

表 B.1 给出的 C2 类有源馈电变流器设计宜合理地介于二者之间。

表 B.1 2 kHz~9 kHz 频段最大畸变因数对应的有源馈电变流器设计的基本考虑

$D <$	有源馈电变流器类别
6%	C1
8%	C2
25%	C3 (电流小于 100 A)
60%	C3 (电流大于 100 A)

B.2 在 9 kHz~150 kHz 频段合理频率背景下, 低压有源馈电变流器传导发射的设计的基本考虑

B.2.1 概述

当产品连接至网络以获得实现其目的所需的能量时, 会产生向网络注入谐波的副作用。产品一旦使用电压开关技术, 在 150 kHz 上下将存在骚扰电压。

150 kHz 以上的骚扰电压应符合产品标准, 因而这些谐波由制造商测试。

在 2 kHz~150 kHz 频段内, 迄今为止, CISPR 11 或涉及电力电子系统和设备的 IEC 产品标准中未规定传导发射限制。制造商没有义务检查这些发射, 而且这些发射大多是未知的。

IEC 62578 的早期版本给出了传导发射最大值的基本考虑。将这种考虑与市场上已有产品的实际情况比较, 似乎是合乎逻辑的。

为了获得已上市产品产生的传导发射 S_t 声明, 组织了数据收集。

调查问卷通过制造商协会 (CEMEP/JEMA, NEMA 和 GAMBICA) 发送, 以便在这些组织的帮助下以匿名方式收集制造商的测量结果。

要求获得两组幅值和频率测量值: 一组测量值在 9 kHz~50 kHz 频段, 另一组测量值在 50 kHz~150 kHz 频段。

CISPR 16 描述了这些测量所需的手段和方法。

B.2.2 数据收集结果

数据收集期间采集的信息分为三组。第一组是额定容量超过 75 kVA 的产品, 第二组是额定容量不超过 75 kVA 的产品, 二者都能在工业环境中使用。第三组是能在居住环境中使用, 安装过程中需要或不需特别关注的 C1 类和 C2 类产品。

对于额定容量超过 75 kVA 的 C3 类产品, 数据收集反馈了 9 kHz~50 kHz 频段的一些测量结果 (图 B.10)。测量值与本标准针对该类别给出的最大幅值 (图 B.10 中的深色线) 一致。

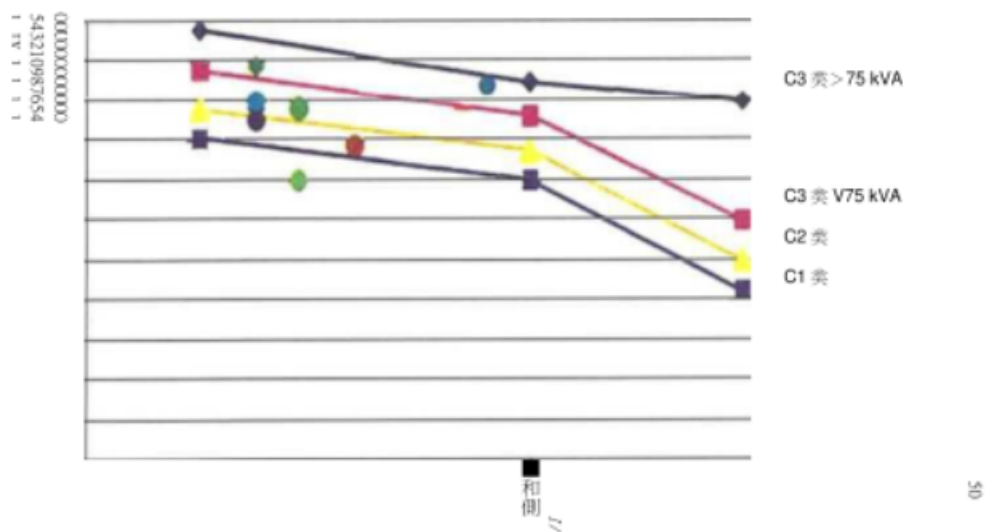
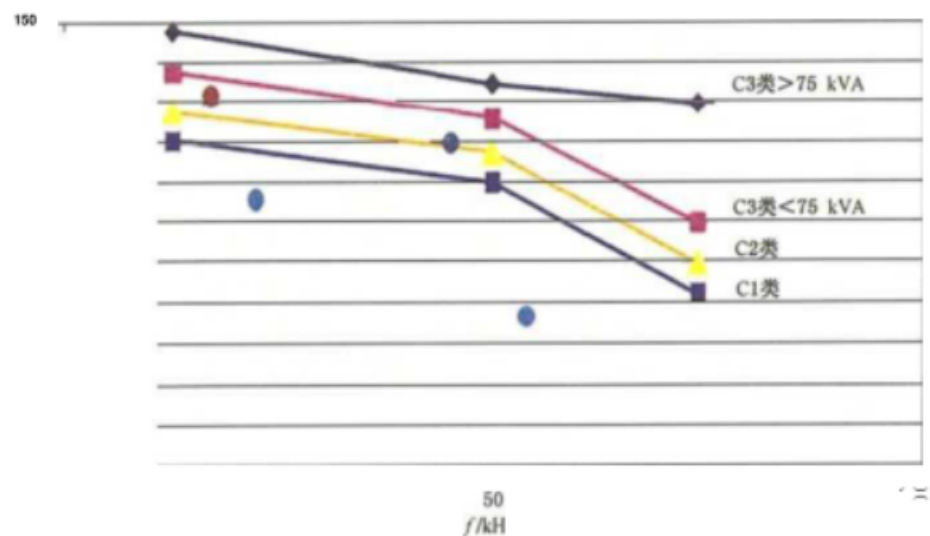


图 B.10 额定容量超过 75 kVA 产品的数据收集结果与本标准给出的最大值

对于额定容量不超过 75 kVA 的 C3 类产品，数据收集反馈的测量值几乎没有，但这里再一次说明了测量值



与本标准给出的最大幅值（图 B.11 中的粉红色线）的一致性。

图 B.11 额定容量不超过 75 kVA 产品的数据收集结果与本标准给出的最大值

对于能安装在居住环境中的 C1 类和 C2 类产品，数据收集反馈了更多的测量结果。与本标准给出的最大幅值（图 B.12 中的蓝色或黄色线）作比，某些产品的测量值高于本标准给出的值。

由于没有提供有关产品开发市场和应用的明确信息，无法了解某些测量值比其他测量值低的原因。事实是，某些产品的测量值大于本标准给出的最大值。

如果降低给出的值，会影响更多的产品。实际上，由于大量测量值接近图 B.12 中的 C1 类线，大多数产品会受影响。

总的来说，如果出于标准化目的保留本标准的提案，这对制造商来说是一个严格的提案。

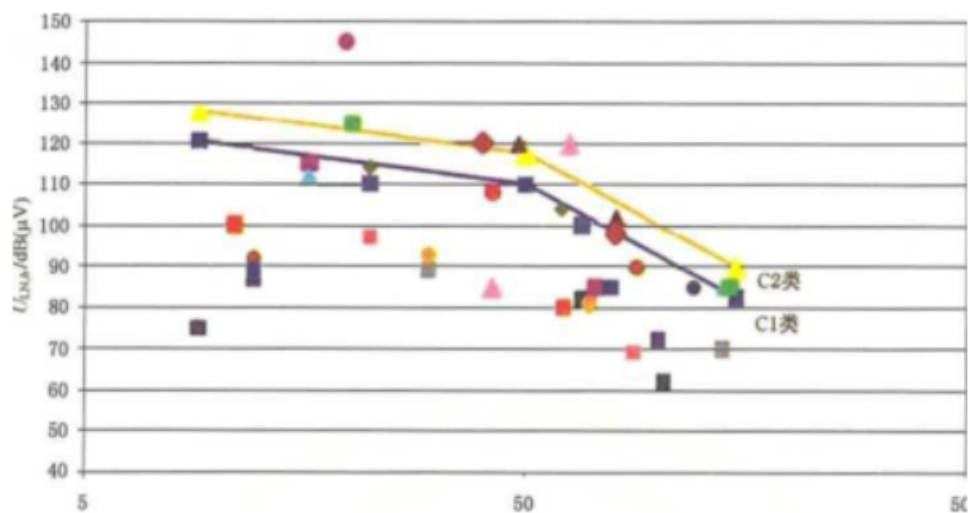


图 B.12 安装在居住环境中的 C1 类和 C2 类产品数据收集结果

B.2.3 结论

CISPR 16 在 9 kHz~150 kHz 频段已经定义了阻抗网络。因此，宜在有源馈电变流器逆变器上使用相同的阻抗网络测量。在 2 kHz~9 kHz 频段，线路阻抗符合 5.2.6 中表 2 给出的值。

有源馈电变流器类别 C1 类、C2 类和 C3 类的定义见 IEC 61800-3 或 IEC 62040-2。图 B.13 和表 B.2 给出 9 kHz~150 kHz 频段内有源馈电变流器最大峰值设计的基本考虑：

- C2 类：根据图 B.1，9 kHz 时的最大发射值设计宜为 128 dB (μV)。从该值开始，根据 IEC 61000-4-10 设定的最终抗扰度水平，频率至 50 kHz 时的最大值可能会降低，且可能随着频率高于 50 kHz 而进一步改变，以便与其他技术兼容。
- C3 类（电流小于 100 A）：根据 CISPR 11 选择 150 kHz 时的最大发射值设计的基本考虑。对于低于 150 kHz 的频率，C2 类值的裕度保持恒定在 10 dB。
- C3 类（电流大于 100 A）：根据 CISPR 11 选择 150 kHz 时的最大发射值设计的基本考虑。在 9 kHz 时，小于 100 A 的 C3 类裕度为 10 dB。频率介于两者之间的值按对数刻度直线变化。
- C1 类：根据 CISPR 11 选择 50 kHz 时的最大发射值设计的基本考虑。对于其他频率，C2 类值的裕度

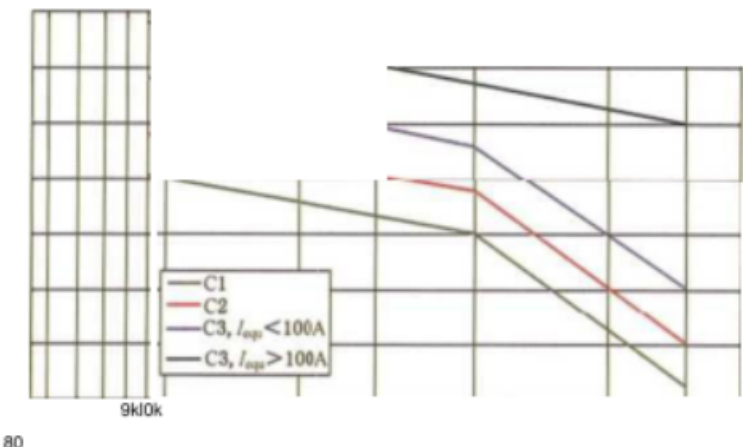


图 B.13 9 kHz-150 kHz 频段不同类别有源馈电变流器最大发射值的基本考虑

表 B.2 9 kHz~150 kHz 频段不同类别有源电力变流器最大发射值的基本考虑

频率 kHz	C1 准峰值 dB(pV)	C2 准峰值 dB(μV)	C3	C3
			≤100 A 准峰值 dB(μV)	I _o >100 A 准峰值 dB(μV)
9	120.5	128	138	148
50	110	117.5	127.5	137.5
150	82.5	90	100	130
注：这些数值可被 IEC SC 77A 或 IEC CISPR 发布的该类设备的其他公认发射限值取代。				

参考文献

- [1] DEPENDBROCK, M.: Pulse Width Control of a 3-Phase Inverter with non-sinusoidal phase Voltages,IEEE/IAS International semiconductor power converter conference, 1977» Orlando»Florida, USA,S.399-403.
- [2] GREEN, A. ; BOYS,J. j GATES. G.: 3-phase voltage sourced reversible rectifier, IEEE Proceedings, Vol.135 ,Pt.B,No.6, November 1988.
- [3] WU,R.; DEWAN,S.; SLEMON,G.: A PWM a.c.-To-d.c.Converter with Fixed Switching Frequency, IEEE 1988.
- [4] BOOST,M. ; ZIOGAS,P.:State-of-the-Art Carrier PWM Techniques: A Critical Evaluation, IEEE Transactions on Industry Applications,Vol.24,No.2,3/4 1988.
- [5] DIXON, J. W. ; (01, B. T. • Dynamically stabilized indirect current controlled SPWM boost type 3-phase rectifier,IEEE Trans.Ind.Electronics,Vol.IE-34,1988.
- [6] SUGIMOTO, H. j MORIMOTO, S. ; Yano> M. : A high performance control method of a voltage-type PWM converter»PESC*88 Record (April 1988).
- [7] OHNISHI, T.: Three-Phase Vcltage-Fed Type PWM Power Converter via Power Factor Control,Electrical Engineering in Japan, Vol.III,No.7,1991.
- [8] WU» R. ; DEWAN» S. i SLEMON, R.: Analysis of a PWM a. c. to d. c. Voltage Source Converter under Predicted Current Control w ilt h a Fixed Switching Frequency»IEEE Transactions on Industry Applications,Vol.27,No.4,7/8 1991.
- [9] WEINHOLD,M.: Optimal Control and Appropriate Pulse Width Modulation for a Three- Phase Voltage d.c.-link PWM Converter, EPE Journal, Vol. 1 ♦ No.2 ♦ October 1991 ,S.139-148.
- [10] MORAN»L. ?ZIOGAS tP. ; JOOS»G.: Design Aspects of Synchronous PWM Rectifier—Inverter Systems under unbalanced Input Voltage Conditions,IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28,No.6,11/12 1992.
- [11] IWAJI, Y. ; FUKUDA,S. : A Parameter Design Method of PWM Voltage Source Rectifier, Electrical Engineering in Japan, Vol.II2-D,No.7,July 1993.
- [12] HOLTZ, J.: Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion, Proceedings of the IEEE, Vol.82, No.8, August 1994.
- [13] OLLILA, J.: A PWM-rectifier without current measurement, EPE Journal, Vol.4, No.2, Juni 1994.
- [14] Borcharding, H., Balzer, E • : NetzzUckwirkungen von Netzpulsstromrichtern im Einzelund Parallelbetrieb in industriellen und offentlichen Netzen,Hochschule Ostwestfalen Lippe,2012 •
- [15] Balzer,E • • Borcharding, H.,Garbe, H. : Messung der Netzimpedanz im Frequenzbereich bis 20 kHz und Analyse der Oberschwingungen. EMV»International Congress on Electromagnetic Com- patibility,pages 511-518♦ Stullgart,September 2010.
- [16] HEUCK, K., DETTMANN> K. SCHUL Z D • : Electric power supply, 7th Edition, Vieweg Verlag, Hamburg,2007.
- [17] Leszek S. Czarnecki and Zbigniew Staroszczyk," On-Line Measurement of Equivalent Parameters for Harmonic Frequencies of a Pcwer Distribution System and Load^{II}, IEEE Trans, on INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, Vol.45, No.2, April 1996.
- [18] Brochure of HAAG» "EWS 120 Netzimpedanz-Messgerat".

- [19] Toru Miki et al.¹ "Estimation of Backward Impedance on Low—Voltage Distribution System using Measured Resonant Current" »Trans.on PE of IEEEJ, Vol. 128»No.3»2008.
- [20] S. Nishimura et al., "Advanced Islanding Phenomenon Detection Method for Dispersed Power Sources and a New Product", Technical report of Nissin Electric, Vol.46, No.2, May 2001.
- [21] M. B. Harris et al., "INSTRUMENTATION FOR MEASUREMENT OF LINE IMPEDANCE", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC¹ 94. Conference Proceedings, Vol.2, pp.887-893.
- [22] Knop♦ Andre; Fuchs»Friedrich W.: High Frequency Grid Impedance Analysis with Three- Phase Converter and FPGA—Based Controller; IEEE Compatibility and Power Electronics (CPE), 2009 7th International Conference—Workshop»pp.286-291, Badajoz♦ Spain,
- [23] GOEPFRICH, K.; REBBEREH, C.; SACK, L.: Fundamental frequency front end converter (F3E)-a d.c.-link drive converter without an electrolytic capacitor»PCIM Europe 2003 ♦ International exhibition and conference for power electronics, intelligent motion, power quality. Nuremberg, DE. May 20-22, 2003.
- [24] BURGHOLTE A. J SCHIRMANN U.: WESNER C.: limits of harmonics and accuracy of the measurement.
- [25] KOLAR, J. W., ERTL, H., ZACH, F.,^M "Quasi-dual modulation of three-phase PWM converters", IEEE Trans.on Industry Appl. *1993, vol.29, no.2, pp.313-318.
- [26] KOLAR, J. W., ERTL, H., ZACH, F. C., "Analysis of the duality of three phase PWM converters with d.c. voltage link and d.c. current link" «Conf. Rec. IAS Ann. Mtg., San Diego CA, Oct. 2-5 ♦ 1989 * vol.1 .pp.724-737.
- [27] ZMOOD, D. N., HOLMES, D. G., "A generalised approach to the modulation of current source inverters" »Power Electr.Spec.Conf. (1998, vol. 1, pp.739-745 ♦
- [28] ESPINOZA, J ♦ R ♦, JOOS, G., GUZMAN, J. I., MORAN, L. A ♦, BURGOS, R. P., " Selective harmonic elimination and current/voltage control in current/voltage-source topologies: a unified approach", IEEE Trans.on Industrial Electr. ,Feb.2001 ,vol.48,no.1»pp.71-81 ♦
- [29] SCHROEDER, D., Elektrische Antriebe-Regelung von Antriebssystemen, Springer, Berlin * 2001.
- [30] SATO, Y. ♦ KATAOKA, T ♦ ♦ "A current-type PWM rectifier with active damping function", IEEE Trans.on Industry Appl., May-June 1996, vol.32, no.3, pp.533-541.
- [31] MA, J. D., WU ♦ B. ♦ RIZZO ♦ S. "Active damping control of PWM CSI high power induction motor drives" »Power Electr.Spec.Conf. ,2000, vol. 1, pp.61-66.
- [32] KARSHENAS ♦ H. R., KOJ(ORI) ♦ H. A., DEWAN, S. B., "Generalized techniques of selective harmonic elimination and current control in current source inverters/converters", IEEE Trans, on Power Electr., Sept. 1995 »vol.10 ♦no.5, pp.566-573.
- [33] ZAGARI, N ♦ ♦ PANDE, M, WISEMAN, J, RIZZO, S., "A Medium Voltage a.c. Drive with Active Front End and Improved Performance" ♦ European Conference on Power Electronics 2001 ♦ proceedings on CD.
- [34] SUH, Y. ♦ STEINKE, J., STEIMER, P. "Efficiency Comparison of Voltage Source and Current Source Drive System for Medium Voltage Applications", European Conference on Power Electronics 2005 »proceedings on CD.
- [35] IEC 61000-4-19 Electromagnetic compatibility (EMC)—Part 4-19 : Testing and measurement techniques—Test for immunity to conducted, differential mode disturbances and signalling in the

frequency range 2 kHz to 150 kHz at a.c. power ports.

[R6] CLC/TR 50627 Study Report on Electromagnetic Interference between Electrical Equipment/Systems in the Frequency Range Below 150 kHz Ed.2.

[37] IEC 62040-2 Uninterruptible power systems (UPS)—Part 2: Electromagnetic compatibility (EMC) requirements.

中华人民共和国 国家标准 电力电子系统
和设备

有源馈电变流器(AIC)应用的
运行条件和特性

GB/T 39275—2020/IEC 62578,2015

中国标准出版社出版发行 北京市朝阳区和平
里西街甲2号(100029)北京市西城区三里河北街16
号(100045)

网址 www.spc.net.cn

总编室:(010)68533533 发行中心:(010)51780238 读者服
务部:(010)68523946

中国标准出版社秦皇岛印刷厂印刷
各地新华书店经销

*

开本 880X1230 1/16 印张 5.5 字数 161 千字 2020 年 11 月
第一版 2020 年 11 月第一次印刷



GB/T 39275-2020

书号: 155066 · 1-65192 定价 9&00 元

如有印装差错由本社发行中心调换
版权专有侵权必究
举报电话: (010)68510107