

宽频振荡机理及其基于 C 型阻尼滤波器的抑制技术

徐政

(浙江大学电气工程学院, 杭州 310027)

摘要: 对新能源电力系统中的宽频振荡机理及其抑制技术进行了探讨。基于阻抗模型分析了交流电网谐振稳定性所处的两难困境, 论证了宽频振荡的“负电阻”机理不能成立。提出了用宽频带电压源换流器模型和宽频带电流源换流器模型来描述电力电子装置的通用方法, 从而将电力电子装置的非线性特性用谐波电压源和谐波电流源来表示; 使得新能源电力系统仍然可以用线性系统来描述, 并将宽频振荡的机理解释为由网络谐振引起的“谐波放大”现象, 从而建立了新能源电力系统宽频振荡机理解释的一个新框架。通过对两种基本谐振电路的分析, 导出了谐振模式阻尼比与谐波放大倍数之间的关系, 为基于 s 域节点导纳矩阵法和 C 型阻尼滤波器分析与抑制宽频振荡奠定了理论基础。基于最大阻尼准则提出了 C 型阻尼滤波器的一种设计方法, 所设计的 C 型阻尼滤波器具有很强的宽频带阻尼作用。

关键词: 宽频振荡; 负电阻机理; 宽频带换流器模型; 谐振模式阻尼比; C 型阻尼滤波器; s 域节点导纳矩阵法

Broadband Oscillation Mechanism and Its Suppression Technology Based on C-Type Damping Filter

XU Zheng

(College of Electric Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: The mechanisms of broadband oscillations in renewable energy power systems and their suppression technologies are discussed. Starting from the dilemma faced in analyzing AC grid resonance stability based on impedance models, it is demonstrated that the "negative resistance" mechanism of broadband oscillations is untenable. A general method is proposed to describe power electronic devices using broadband voltage source converter models and broadband current source converter models, thereby representing the nonlinear characteristics of power electronic devices with harmonic voltage sources and harmonic current sources. This enables renewable energy power systems to still be described as linear systems, and interprets the mechanism of broadband oscillations as a "harmonic amplification" phenomenon caused by network resonance, thus establishing a new framework for explaining the mechanisms of broadband oscillations in renewable energy power systems. Through analysis of two basic resonant circuits, the relationship between resonant mode damping ratio and harmonic amplification factor is derived, laying the theoretical foundation for analyzing and suppressing broadband oscillations based on the s -domain nodal admittance matrix method and C-type damping filters. Based on the maximum damping criterion, a design method for C-type damping filters is proposed, and the designed C-type damping filters exhibit strong broadband damping effects.

Key words: broadband oscillation; negative resistance mechanism; broadband converter model; resonance mode damping ratio; C-type damping filter; s -domain nodal admittance matrix method

0 引言

随着新能源电力系统建设的深入,电力系统在源网荷储4个层面越来越表现出电力电子化特征,使得以往较少出现的宽频振荡问题变得越来越普遍。国内外已有大量文献报道了发生宽频振荡现象的案例^[1-3],包括交流电网中的宽频振荡现象^[1-2]和直流电网中的宽频振荡现象^[3]。

那么如何解释交流电网中已经大量出现的宽频带等幅振荡问题?业界已经提出的机理解释有^[4-7]:1)由电力电子装置控制器设计不当引起;2)由广义同步稳定性破坏引起;3)由电力电子装置呈现出的“负电阻”效应引起;4)由非线性装置相互作用引起。其中机理3),即宽频振荡是由电力电子装置的“负电阻”效应引发的,是当前业界最为普遍接受的机理解释,相关文献极多。本文将论证“负电阻”机理缺乏理论支撑,并提出宽频带等幅振荡的全新机理解释与抑制原理。

1 “负电阻”机理的理论基础

“负电阻”机理是指在交流电网中部分装置在特定频段可能出现负电阻效应。例如,同步发电机在次同步频段会呈现负电阻效应^[8],两电平换流器和双馈风机等在一定频段也会呈现负电阻效应^[9-10]。当在某些频段交流电网自身的固有正电阻无法抵消部分装置所呈现的负电阻,且固有谐振频率恰好处于这些频段内时,扰动后的电压、电流响应中以固有谐振频率振荡的自由分量将不会衰减,进而引发谐振不稳定。最为典型的示例为同步发电机通过串联补偿线路接入大电网,或者双馈风电场经串联补偿线路接入大电网。

基于“负电阻”机理阐释的宽频振荡是由扰动后网络物理量中的自由分量发散所致,归属于无激励源的自由振荡类别。运用“负电阻”机理时宽频振荡稳定性等同于谐振稳定性,且谐振不稳定的判据为存在处于复平面右半平面的谐振模态^[4-7]。

“负电阻”机理的理论根基为电力电子装置的增量小信号阻抗模型。然而,下节将论证电力电子装置的增量小信号阻抗模型在理论层面无法成立,故而基于该增量小信号阻抗模型的“负电阻”机理亦无法成立。

2 基于阻抗模型分析交流电网谐振稳定性的两难困境

文献[4]给出了基于电力电子装置阻抗模型进行交流电网谐振稳定性分析和控制不能成立的理由。主要论点如下。

阻抗模型归属于电力电子装置的线性化模型,其理论依据并非基于泰勒级数展开原理的局部线性化方法,而是基于谐波平衡原理的谐波线性化(harmonic linearization)方法。谐波线性化方法,亦称描述函数法,是20世纪30年代提出、40年代得以发展和完善的一种针对非线性装置的近似分析方法^[11-16]。谐波线性化方法的基本原理是让非线性装置线性化后的数学模型满足线性时不变(linear time-invariant, LTI)模型的一项基本特性——频率保持特性,即单一频率激励产生相同频率响应的特性。依据此原理,谐波线性化方法并不关注非线性装置线性化后的数学模型对原非线性装置特性的描述精确与否。谐波线性化方法的优势在于能够为一般性的非线性装置构建一个准LTI模型,进而总能借助LTI系统理论对包含该非线性装置的系统展开分析。应用谐波线性化方法的一个根本性难题在于所构建的装置的准LTI模型往往精度欠佳,因而基于该装置的准LTI模型运用LTI系统理论进行稳定性分析所得到的结果,其准确性难以确保。

在经典控制理论领域,谐波线性化方法(亦称描述函数法)得以广泛应用,其根本原因在于该方法舍弃的是装置响应中的高次谐波分量。考虑到实际工程系统普遍具备的高频衰减特性,因而描述函数法成为一种卓有成效的非线性装置线性化手段。然而,在电力系统谐振稳定性分析方面,谐波线性化方法是在交流稳态工作点构建装置的增量线性化模型,采用的是双输入描述函数法,所推导得出的增量阻抗模型属于精度相对较低的近似模型,本文将将其命名为LTI阻抗模型。基于双输入描述函数法推导装置的LTI阻抗模型时,所舍弃的并非全是装置响应中的高次谐波分量。因此,即便实际系统具有高频衰减特性,也无法确保基于LTI阻抗模型的分析结果是可靠的。

为克服基于双输入描述函数法所得线性时不变(LTI)阻抗模型精度欠佳的弊端,业界提出采用频率耦合阻抗模型取代LTI阻抗模型开展电力系统谐

振稳定性分析的方法。并且, 频率耦合阻抗建模已成为近年来的重要研究热点。然而, 尽管频率耦合阻抗模型在描述装置特性的精度方面确有提升, 但该模型并非 LTI 模型, 因其不具备 LTI 模型在单一频率激励下产生同一频率响应的基本特性。因此, 将电力电子装置的频率耦合阻抗模型与其他元件的 LTI 模型相联接, 并运用 LTI 系统理论分析整个系统的稳定性, 在理论和逻辑层面均不成立。

如此一来, 当前基于阻抗模型对交流电网谐振稳定性展开的分析陷入了两难境地, 具体表现为“削足适履”困境与“走断头路”困境。

所谓“削足适履”困境, 是指为契合 LTI 模型的频率保持特性(即单一频率激励产生同一频率响应的特性), 电力电子装置的 LTI 模型需借助双输入描述函数法予以推导。在运用双输入描述函数法推导电力电子装置 LTI 模型的进程中, 不可避免地会舍弃电力电子装置增量响应中的非高次谐波分量。鉴于所舍弃的非高次谐波分量相较于增量响应的基波分量并非高阶小量, 这对所推导得出的电力电子装置 LTI 模型精度造成了实质性损害。此过程可用中国成语“削足适履”精准描述。此处的“削足”即舍弃电力电子装置增量响应中的非高次谐波分量, 进而对所推导的 LTI 模型精度造成实质性损害; 而“适履”则是满足 LTI 模型的频率保持特性, 以便应用已成体系的 LTI 系统分析理论开展分析。由于所推导的电力电子装置 LTI 模型经历了“削足”处理, 其对电力电子装置响应的描述并不完整, 故而依据该模型基于 LTI 系统理论对电力系统谐振稳定性进行分析所得结果并不可靠。

所谓“走断头路”, 是指虽能够推导得出精度较高的电力电子装置频率耦合阻抗(或导纳)模型, 但该频率耦合阻抗(或导纳)模型并非线性时不变(LTI)模型, 故而无法将频率耦合阻抗模型与其他元件的 LTI 模型相联接, 进而运用 LTI 系统理论对整个系统的稳定性展开分析。基于频率耦合阻抗(或导纳)模型, 当前尚无可用的数学工具用于进一步剖析整个系统的谐振稳定性, 即推导出频率耦合阻抗(或导纳)模型后便难以继续深入研究。从更宏观层面而言, 若存在一种理论可借助频率耦合阻抗模型对交流电网谐振稳定性进行分析, 那么这意味着困扰学界数百年的一般性非线性系统稳定性分析问题已然得到解决; 因为对于任意非线性装置, 导

出其频率耦合阻抗模型相对较为便捷。本文采用中国俗语“走断头路”来描述尝试运用频率耦合阻抗模型开展交流电网谐振稳定性分析的方式, 较为恰当地刻画了该方式所处的困境。

鉴于基于电力电子装置的增量小信号阻抗模型对交流电网谐振稳定性展开分析在理论层面缺乏合理性, 那么在此基础上衍生出的用于阐释宽频振荡的“负电阻”机理在理论上亦不具备合理性; 同理, 基于此发展而来的抑制宽频振荡的“阻抗重塑”控制方法在理论上同样缺乏合理性。

3 新能源电力系统宽频振荡机理分析的新框架

上一节已详细阐释了电力电子装置的增量小信号阻抗模型不适用于交流电网谐振稳定性分析的缘由, 进而对解释宽频振荡的“负电阻”机理予以否定。那么, 针对新能源电力系统中的宽频振荡问题, 应如何开展分析呢?

首先, 采用非线性模型描述电力电子装置的思路在谐振稳定性分析过程中存在一定困难, 主要体现在以下两个方面: 其一, 针对一般性非线性模型, 目前尚无普适性方法用以分析其稳定性; 其二, 新能源电力系统中包含大量电力电子装置, 当前针对单个电力电子装置稳定性的分析方法尚不具备普适性, 更难以对包含大量电力电子装置的系统展开稳定性分析。

宏观上, 所有电力电子装置都可以分为电压源换流器或电流源换流器。对于电压源换流器, 可以采用宽频带电压源换流器模型来对其进行描述。宽频带电压源换流器模型的通用结构如图 1 所示。图 1 中, 基波电压源的瞬时值表达式为 $U_{1m}\cos(\omega_0 t + \varphi_1)$, 其中 U_{1m} 为基波电压源幅值, ω_0 为基波电压源角频率, φ_1 为基波电压源初相角, 对应的相量表达式为 $U_{1m}\angle\varphi_1$; h 次谐波电压源的瞬时值表达式为 $U_{hm}\cos(h\omega_0 t + \varphi_h)$, 其中 U_{hm} 为谐波电压源幅值, φ_h 为谐波电压源初相角, 对应的相量表达式为 $U_{hm}\angle\varphi_h$ 。特别注意的是, 图 1 中谐波电压源的谐波次数 h 不一定为正整数。因为对于诸如 MMC 这样的换流器, 子模块电容器均压控制往往采用某种排序算法来实现, 这就导致合成出来的内电势不是严格周期波形, 其所包含的谐波次数不一定是正整数。因此, 谐波电压源模型中的谐波次

数 h 可以理解为是大于 1 的连续变量。图 1 中, L_{link} 和 R_{link} 为电压源换流器的内电感和内电阻, 其与联接变压器、联接电抗器、桥臂电抗器等有关, 取决于不同的电压源换流器类型, 但一般认为这 2 个参数是恒定参数。

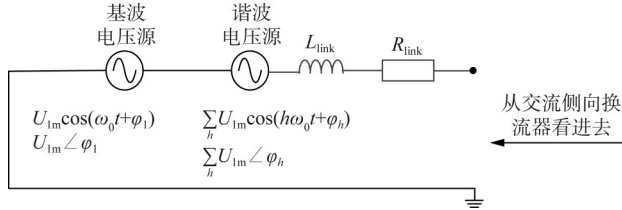


图 1 宽频带电压源换流器模型

Fig. 1 Wideband voltage source converter model

对于电流源换流器, 可以采用宽频带电流源换流器模型来对其进行描述。宽频带电流源换流器模型的通用结构如图 2 所示。图 2 中, 基波电流源的瞬时值表达式为 $I_{1m} \cos(\omega_0 t + \phi_1)$, 其中 I_{1m} 为基波电流源幅值, ω_0 为基波电流源角频率, ϕ_1 为基波电流源初相角, 对应的相量表达式为 $I_{1m} \angle \phi_1$; h 次谐波电流源的瞬时值表达式为 $I_{hm} \cos(h\omega_0 t + \phi_h)$, 其中 I_{hm} 为谐波电流源幅值, ϕ_h 为谐波电流源初相角, 对应的相量表达式为 $I_{hm} \angle \phi_h$ 。同样需要注意的是, 图 2 中谐波电流源的谐波次数 h 不一定为正整数, h 可以理解为是大于 1 的连续变量。图 2 中, L_{sh} 和 R_{sh} 分别为电流源换流器的内电感和内电阻, 其与电流源换流器的具体结构和参数有关, 但一般认为这 2 个参数是恒定参数。

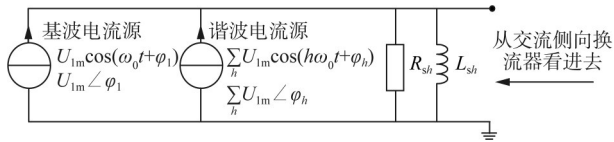


图 2 宽频带电流源换流器模型

Fig. 2 Wideband current source converter model

若运用宽频带电压源换流器模型与宽频带电流源换流器模型对新能源电力系统中的全部电力电子装置予以描述, 则能够以谐波电压源或谐波电流源来表征电力电子装置的非线性特性。并且, 宽频带电压源换流器模型中的串联电感与串联电阻, 以及宽频带电流源换流器模型中的并联电感与并联电阻均为线性元件。因此, 将宽频带电压源换流器模型和宽频带电流源换流器模型引入电网后, 整个网络依旧属于线性网络。故而, 可采用功能强大的 s 域

节点导纳矩阵法^[4-7]开展大规模电力系统的谐振稳定性分析。

鉴于电力电子装置一般借助变压器联接方式或控制手段消除流入电网的零序分量, 故而在开展宽频谐振稳定性分析时仅需考量电网中的正序谐波分量与负序谐波分量。此外, 由于输电线路和变压器等静止元件的正序电路模型和负序电路模型具有一致性, 所以可运用正序网络模型对电力电子装置中的各次谐波分量展开统一分析。

鉴于宽频带电压源换流器模型与宽频带电流源换流器模型中均不存在负电阻元件, 因此宽频带电压源换流器和宽频带电流源换流器不可能引发谐振不稳定问题。然而, 当电力电子装置所产生的谐波电压或谐波电流的频率恰好与网络中的某一谐振频率相近时, 可能会致使该频率的谐波电压或谐波电流在电网的特定区域被放大, 进而产生持续的等幅振荡, 即出现宽频振荡现象。这样便将宽频振荡的机理阐释为网络谐振引发的“谐波放大”, 从而构建了新能源电力系统宽频振荡机理分析的全新框架。

相较于“负电阻”机理, 新框架将宽频振荡机理阐释为因网络谐振所引发的“谐波放大”, 二者的差异主要体现于振荡性质的不同。“负电阻”机理所对应的宽频振荡属于网络物理量中自由分量的发散振荡, 而“谐波放大”机理所对应的宽频振荡则属于网络物理量中强制分量的放大。二者均与网络谐振模态相关, 但基于“负电阻”机理得出的谐振模态有可能处于复平面的右半平面; 而基于“谐波放大”机理获得的谐振模态均处于复平面的左半平面。这便引出了如何依据处于复平面左半平面的谐振模态信息来判定“谐波放大”是否会发生的问

4 网络谐振模态与谐波放大的关系分析

如前文所述, 依托 s 域节点导纳矩阵法^[4-7], 能够较为便捷地计算出大规模电力网络在关注频带内的全部谐振模态, 并且可进一步获取每个谐振模态的节点电压振型、参与因子, 以及特定谐振模态阻尼相对于特定元件参数的灵敏度等信息。当前面临的问题是, 如何依据谐振模态信息, 对谐波放大程度展开定量分析。接下来, 以最为基础的 RLC 串联谐振电路和 RLC 并联谐振电路作为研究对象, 探究谐振模态与谐波放大之间的关联。

4.1 RLC 串联谐振电路的谐振模态与谐波放大之间的关系

所考察的谐波电压源激励 RLC 串联谐振电路的简单系统如图 3 所示。图 3 中, h 次谐波电压源的瞬时值表达式为 $U_{hm}\cos(h\omega_0 t + \varphi_h)$, 其中 U_{hm} 为谐波电压源幅值, ω_0 为基频角频率, φ_h 为谐波电压源初相角, 注意谐波次数 h 为大于 1 的连续变量; h 次谐波电压源对应的相量表达式为 $U_{hm}\angle\varphi_h$; R 、 L 、 C 分别为串联谐振电路的电阻、电感和电容; I_{series} 为流过串联谐振电路的 h 次谐波电流相量。

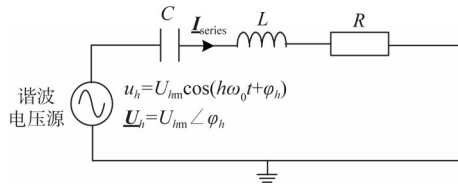


图 3 最基本的 RLC 串联谐振电路

Fig. 3 Most basic RLC series resonant circuit

采用 s 域节点导纳矩阵法求图 3 系统的谐振模态。图 3 系统可以看作单节点系统, s 域节点导纳矩阵 $\underline{Y}(s)$ 的表达式为:

$$\underline{Y}(s) = \frac{1}{R + Ls} + Cs \quad (1)$$

因此, 系统的特征方程为:

$$\det(\underline{Y}(s)) = \frac{1}{R + Ls} + Cs = 0 \quad (2)$$

整理式(2)得系统特征方程为:

$$s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC} = 0 \quad (3)$$

将式(3)与 2 阶系统特征方程标准形式相对照, 有:

$$s^2 + 2\zeta s + \omega_n^2 = 0 \quad (4)$$

得到无阻尼谐振角频率 ω_n 和阻尼比 ζ 为:

$$\begin{cases} \omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ \zeta = \frac{1}{2} \frac{R}{L\omega_n} \end{cases} \quad (5)$$

在 RLC 串联电路中定义品质因数 Q 为:

$$Q = \frac{\omega_n L}{R} \quad (6)$$

从而得到 RLC 串联谐振电路的阻尼比 ζ 为:

$$\zeta = \frac{1}{2Q} \quad (7)$$

以下对图 3 的谐波放大特性展开分析。当移除

RLC 串联谐振电路中的 R 和 C 元件仅保留电感 L 时, 该电路不会出现谐波放大现象。假设在无阻尼谐振角频率 ω_n 的条件下 RLC 串联谐振电路仅保留电感 L 时流经回路的电流为基准电流相量 I_{base} , 那么基准电流的表达式为:

$$I_{base} = \frac{U_h}{j\omega_n L} = \frac{U_{hm}\angle\varphi_h}{j\omega_n L} \quad (8)$$

式中 U_h 为 h 次谐波电压源对应的相量。

而在无阻尼谐振角频率 ω_n 下 RLC 串联谐振电路中流过的电流相量为:

$$I_{series} = \frac{U_h}{R} = \frac{U_{hm}\angle\varphi_h}{R} \quad (9)$$

这样就可以定义谐波电流放大倍数 K_I 为:

$$K_I = \left| \frac{I_{series}}{I_{base}} \right| = \frac{\omega_n L}{R} = Q \quad (10)$$

式(10)和式(7)通过品质因数 Q 建立了谐波电流放大倍数 K_I 与谐振模态阻尼比 ζ 之间的关系, 为:

$$K_I = \frac{1}{2\zeta} \quad (11)$$

若要求 RLC 串联谐振电路不发生谐波电流放大, 则要求 $K_I \leq 1$, 即要求 $\zeta \geq 1/2$; 若要求 $K_I \leq 2$, 则要求 $\zeta \geq 1/4$; 若要求 $K_I \leq 10$, 则要求 $\zeta \geq 1/20 = 5\%$ 。这个结果表明, 当 $\zeta \geq 5\%$ 时, 可确保谐波放大倍数小于 10。

4.2 RLC 并联谐振电路的谐振模态与谐波放大之间的关系

所考察的谐波电流源激励 RLC 并联谐振电路的简单系统如图 4 所示。图 4 中, h 次谐波电流源的瞬时值表达式为 $I_{hm}\cos(h\omega_0 t + \phi_h)$, 其中 I_{hm} 为谐波电流源幅值, ω_0 为基频角频率, ϕ_h 为谐波电流源初相角, 注意谐波次数 h 为大于 1 的连续变量; h 次谐波电流源对应的相量表达式为 $I_{hm}\angle\phi_h$; R 、 L 、 C 分别为并联谐振电路的电阻、电感和电容; $U_{parallel}$ 为 RLC 并联谐振电路的 h 次谐波电压相量。

采用 s 域节点导纳矩阵法求图 4 系统的谐振模态。图 4 系统是一个单节点系统, s 域节点导纳矩

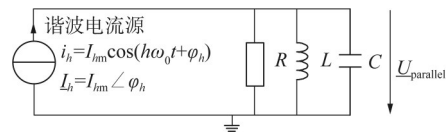


图 4 最基本的 RLC 并联谐振电路

Fig. 4 Most basic RLC parallel resonant circuit

阵 $\underline{Y}(s)$ 的表达式为:

$$\underline{Y}(s) = \frac{1}{R} + \frac{1}{Ls} + Cs \quad (12)$$

因此, 系统的特征方程为:

$$\det(\underline{Y}(s)) = \frac{1}{R} + \frac{1}{Ls} + Cs = 0 \quad (13)$$

整理式(13)得系统特征方程为:

$$s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC} = 0 \quad (14)$$

将式(14)与 2 阶系统特征方程标准形式相对照, 得到无阻尼谐振角频率 ω_n 和阻尼比 ζ 为:

$$\begin{cases} \omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ \zeta = \frac{1}{2\omega_n RC} = \frac{1}{2} \frac{\omega_n L}{R} \end{cases} \quad (15)$$

对于 RLC 并联电路, 其品质因数的定义与 RLC 串联电路的品质因数刚好成倒数关系, 定义 RLC 并联电路的品质因数 q 为:

$$q = \frac{R}{\omega_n L} \quad (16)$$

从而得到 RLC 并联谐振电路的阻尼比 ζ 为:

$$\zeta = \frac{1}{2q} \quad (17)$$

下面分析图 4 的谐波放大特性。当去除 RLC 并联谐振电路中的 R 和 C 元件, 只保留电感 L 时, 该电路不会发生谐波放大现象。设在无阻尼谐振角频率 ω_n 下 RLC 并联谐振电路中只保留电感 L 时 L 上的电压为基准电压 $\underline{U}_{base}$, 则基准电压的表达式为:

$$\underline{U}_{base} = j\omega_n L \underline{I}_h = j\omega_n L I_{hm} \angle \phi_h \quad (18)$$

式中 $\underline{I}_h$ 为 h 次谐波电流源对应的相量。

而在无阻尼谐振角频率 ω_n 下 RLC 并联谐振电路上的电压 $\underline{U}_{parallel}$ 为:

$$\underline{U}_{parallel} = \underline{I}_h R = R I_{hm} \angle \phi_h \quad (19)$$

这样就可以定义谐波电压放大倍数 K_v 为:

$$K_v = \left| \frac{\underline{U}_{parallel}}{\underline{U}_{base}} \right| = \frac{R}{\omega_n L} = q \quad (20)$$

式(20)和式(17)通过品质因数 q 建立了谐波电压放大倍数 K_v 与谐振模态阻尼比 ζ 之间的关系, 为:

$$K_v = \frac{1}{2\zeta} \quad (21)$$

若要求 RLC 并联谐振电路不发生谐波电压放大, 则要求 $K_v \leq 1$, 即要求 $\zeta \geq 1/2$; 若要求 $K_v \leq 2$, 则

要求 $\zeta \geq 1/4$; 若要求 $K_v \leq 10$, 则要求 $\zeta \geq 1/20 = 5\%$ 。这个结果表明, 当 $\zeta > 5\%$ 时, 可确保谐波放大倍数小于 10。

4.3 网络谐振模态与谐波放大之间的关系小结

通过上两节对最基本的 RLC 串联谐振电路以及 RLC 并联谐振电路的研究可知, 谐振模态阻尼比 ζ 与谐波放大倍数 K 之间存在确定的关联, 阻尼比 ζ 越大, 谐波放大倍数 K 越小。虽然此结果是基于最基本的两种谐振电路推导得出的, 但在工程应用中, 可假定上述结论仍然有效, 即谐波放大倍数 K 与谐振模态阻尼比 ζ 之间的关系为 $K=1/(2\zeta)$ 。

5 基于 C 型阻尼滤波器的谐波放大抑制方法

如前文所述, 谐波放大倍数 K 与谐振模态阻尼比 ζ 呈负相关关系。为降低谐波放大倍数 K , 需提升谐振模态阻尼比 ζ 。若采用并联装置提升谐振模态阻尼比 ζ , 依据图 4 可知, 仅需并联电阻元件即可达成目的, 且并联电阻元件的电阻值越小越优。然而, 运用并联电阻提升谐振模态阻尼比 ζ 的方法必然会使电阻元件在基频条件下产生大量功率损耗, 且电阻值越小则损耗越大。由此, 引出一个问题: 是否存在一种装置, 在基频下呈现高阻抗特性, 不消耗基频功率, 而在指定频带下呈现电阻特性, 进而提升指定频带下的谐振模态阻尼比? 答案是肯定的。在无源装置中, C 型阻尼滤波器是最契合上述要求的装置^[17-18]。

5.1 C 型阻尼滤波器的结构和基本原理

C 型阻尼滤波器的结构如图 5 所示。在基频条件下, C 型阻尼滤波器满足电感 L_1 和电容 C_1 的阻抗相等, 即 $X_{L1}=X_{C1}$ 这一条件, 此时 L_1 和 C_1 上的基频压降实现完全抵消, 加在电阻 R 上的基频电压为 0, 相应地, 其基频功耗亦为 0。鉴于 C 型阻尼滤波器在基频下的无功功率输出完全由电容值 C 决定, 而电容 C_1 对基频下的无功功率输出并无影响, 故而期望电容 C_1 的取值越小越好, 以此尽可能降低投资成本。然而, 后续章节将证实, 电容 C_1 与 C 型阻尼滤波器的调谐频率近似呈现平方关系, 即 C 型阻尼滤波器的调谐频率越高, 电容 C_1 的取值就越大。因此, C 型阻尼滤波器通常调谐于较低频率。传统意义上, C 型阻尼滤波器仅作为低次谐波滤波器使用, 例如作为 3 次谐波滤波器。当运用 C 型阻尼滤

波器抑制谐波放大时，可依据指定频带上谐振模式阻尼比 ζ 的要求，将 C 型阻尼滤波器的调谐频率选定为 3 次谐波或更低频率。

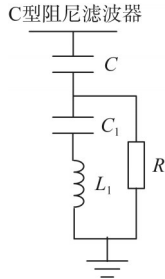


图 5 C 型阻尼滤波器的结构

Fig. 5 Structure of C-type damping filter

相较于单调谐滤波器，C 型阻尼滤波器的优势主要体现于两个层面。其一为基频损耗较低。当单调谐滤波器作为低次谐波滤波器使用时其调谐频率与基频的间距较小，致使单调谐滤波器在基频下的阻抗维持在较低水平，进而引发较大的功率损耗。其二为高频段的阻抗特性，C 型阻尼滤波器在高频段呈现出电阻偏电感的特性，且电阻值基本保持稳定，能够提供较强的阻尼效应。而单调谐滤波器在高频段呈现为感性且电抗值较大，不具备阻尼作用。鉴于上述优势，传统意义上 C 型阻尼滤波器在直流输电工程中获得了较为广泛的应用，例如英法海峡直流工程 Sellindge 站、龙泉—政平直流工程龙泉站以及德阳—宝鸡直流工程德阳站均采用了 C 型阻尼滤波器^[17-20]，用以消除换流站与电网之间可能出现的 3 次谐波谐振风险。

5.2 C 型阻尼滤波器的参数设计方法

尽管 C 型阻尼滤波器于 1982 年被提出，并在英法海峡直流工程 Sellindge 站得以应用^[17-19]，后续亦有诸多文献针对 C 型阻尼滤波器的参数设计展开探讨^[21-27]，然而整体而言，设计流程尚欠简洁性，仍属于试凑过程。本文基于最大阻尼准则，提出一种一步到位的 C 型阻尼滤波器设计方法，其推导过程如下。

对照图 5 所示的 C 型阻尼滤波器结构，设定分配给 C 型阻尼滤波器的基波无功功率为 Q_f ，并设电容的基波电抗 $X_C=1/(\omega_0 C)$ ，电容 C_1 的基波电抗 $X_{C1}=1/(\omega_0 C_1)$ ，电感 L_1 的基波电抗 $X_{L1}=\omega_0 L_1$ ，这里 ω_0 为电力系统基波角频率。则根据 C 型阻尼滤波器的性质，基波频率下 L_1 - C_1 电路串联谐振，有：

$$\begin{cases} X_{C1} = X_{L1} \\ X_C = U_1^2 / Q_f \\ C = 1/(\omega_0 X_C) \end{cases} \quad (22)$$

式中 U_1 为 C 型阻尼滤波器接入点的系统线电压基波有效值。C 型阻尼滤波器在 h 次谐波下的阻抗表达式为：

$$\begin{aligned} \underline{Z}(h) &= -j \frac{X_C}{h} + \frac{j(hX_{L1} - X_{C1}/h) \cdot R}{R + j(hX_{L1} - X_{C1}/h)} \\ &= -j \frac{X_C}{h} + \frac{j(h^2 - 1)RX_{C1}}{hR + j(h^2 - 1)X_{C1}} \\ &= \frac{(h^2 - 1)^2 RX_{C1}^2}{h^2 R^2 + (h^2 - 1)^2 X_{C1}^2} + \\ &\quad j \left[\frac{h(h^2 - 1)R^2 X_{C1}}{h^2 R^2 + (h^2 - 1)^2 X_{C1}^2} - \frac{X_C}{h} \right] \end{aligned} \quad (23)$$

设 C 型阻尼滤波器调谐于谐波次数 n ，则在调谐频率点 C 型阻尼滤波器的阻抗呈现为纯电阻性，即 $\text{Im}[\underline{Z}(n)]=0$ ，因此有：

$$\frac{n(n^2 - 1)R^2 X_{C1}}{n^2 R^2 + (n^2 - 1)^2 X_{C1}^2} = \frac{X_C}{n} \quad (24)$$

将式(24)整理成关于 X_{C1} 的 2 次方程，有：
 $[(n^2 - 1)^2 X_C] X_{C1}^2 - [n^2(n^2 - 1)R^2] X_{C1} + n^2 R^2 X_C = 0$ (25)

要使式(25)有解，必须满足：

$$\Delta = [n^2(n^2 - 1)R^2]^2 - 4[(n^2 - 1)^2 X_C][n^2 R^2 X_C] \geq 0 \quad (26)$$

式中 Δ 为 2 次方程式(25)的根的判别式。

求解上述不等式，得到：

$$R \geq 2X_C/n \quad (27)$$

根据 C 型阻尼滤波器的结构知道，在同样的谐波电压下 R 越小则 R 上消耗的阻尼功率越大，C 型阻尼滤波器的阻尼效果越好，因此令式(27)中的 R 取最小值，本文称之为最大阻尼准则。这样就得到：

$$R = 2X_C/n \quad (28)$$

此时方程式(25)有唯一解，为：

$$X_{C1} = \frac{n^2(n^2 - 1)R^2}{2(n^2 - 1)^2 X_C} = \frac{2X_C}{n^2 - 1} \quad (29)$$

这样，C 型阻尼滤波器在调谐频率下的阻抗为：

$$\begin{aligned} \underline{Z}(n) &= \frac{(n^2 - 1)^2 RX_{C1}^2}{n^2 R^2 + (n^2 - 1)^2 X_{C1}^2} + j0 \\ &= \frac{X_C}{n} + j0 = \frac{R}{2} + j0 \end{aligned} \quad (30)$$

而根据式(23), C型阻尼滤波器在基波频率下的阻抗为:

$$\underline{Z}(1) = -jX_C \quad (31)$$

同样根据式(23), C型阻尼滤波器在频率为无穷大时的阻抗为:

$$\begin{aligned} \underline{Z}(\infty) &= \lim_{h \rightarrow \infty} \left\{ \frac{(h^2 - 1)^2 R X_{C1}^2}{h^2 R^2 + (h^2 - 1)^2 X_{C1}^2} + \right. \\ &\quad \left. j \left[\frac{h(h^2 - 1) R^2 X_{C1}}{h^2 R^2 + (h^2 - 1)^2 X_{C1}^2} - \frac{X_C}{h} \right] \right\} \quad (32) \\ &= R + j0 \end{aligned}$$

5.3 C型阻尼滤波器的阻抗频率特性展示

设定C型阻尼滤波器的基波无功功率 Q_f 分别为高方案 200 Mvar、中方案 150 Mvar 和低方案 100 Mvar, 交流系统额定频率为 50 Hz, 交流母线基波电压为 505 kV, 滤波器调谐在 3 次谐波频率。求 C 型阻尼滤波器的参数并画出其阻抗频率特性。

首先求解 3 种方案下 C 型阻尼滤波器的参数。根据式(22)、(28)~(29), 可以得到 3 种方案下 C 型阻尼滤波器的参数如表 1 所示。

表 1 3 种方案下 C 型阻尼滤波器的参数

Tab. 1 C-type damping filter parameters for three schemes

滤波器基波容量/Mvar	$C/\mu\text{F}$	$C_1/\mu\text{F}$	L_1/H	R/Ω
高方案 200	2.496 3	9.985 2	1.014 7	850.083 3
中方案 150	1.872 2	7.488 9	1.352 9	1 133.4
低方案 100	1.248 2	4.992 6	2.029 4	1 700.2

从表 1 可以看出, 对于调谐于 3 次谐波的 C 型阻尼滤波器, C_1 的电容值是无功功率补偿电容器 C 电容值的 4 倍; 滤波器的基波容量越大, 电容器 C 和电容器 C_1 的电容值越大, 而电感 L_1 的电感值越小。

3 种方案下 C 型阻尼滤波器的阻抗频率特性比较如图 6 所示。

由图 6 可知, C 型阻尼滤波器具备以下特点: 1) 在调谐频率点 C 型阻尼滤波器的复阻抗值等同于电阻元件电阻值的二分之一; 2) C 型阻尼滤波器的最小阻抗值出现于基波频率与调谐频率点之间, 且该最小阻抗值小于电阻元件电阻值的二分之一; 3) 无论基波容量的取值如何, C 型阻尼滤波器的阻抗角随频率变化的特性保持恒定; 4) 越过调谐频率点后 C 型阻尼滤波器的阻抗角大于 0 但趋近于 0, 呈

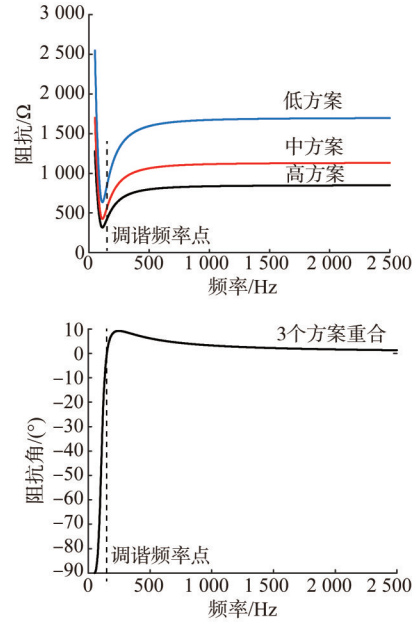


图 6 不同容量 C 型阻尼滤波器的阻抗特性比较

Fig. 6 Comparison of Impedance characteristics of C-type damping filters with different capacities

现出轻微偏感性的电阻特性; 5) 在较宽的频段范围内, C 型阻尼滤波器的复阻抗值近似等于电阻元件的电阻值 R , 故而 C 型阻尼滤波器具有显著的宽频带阻尼效应; 6) C 型阻尼滤波器的基波容量越大, 宽频带内的电阻值越小, 阻尼效果越显著。

6 结论

本文围绕宽频振荡机理及其抑制技术展开研究, 对宽频振荡的“负电阻”机理予以否定, 提出宽频振荡的“谐波放大”机理, 主要结论如下。

1) 运用基于双输入描述函数法推导得出的电力电子装置的增量小信号阻抗模型, 对交流电网的谐振稳定性进行分析时, 难以摆脱“削足适履”与“走断头路”的困境。因此, 在此基础上发展而来的用于解释宽频振荡的“负电阻”机理以及抑制宽频振荡的“阻抗重塑”控制方法, 在理论层面缺乏合理性。

2) 采用宽频带电压源换流器模型和宽频带电流源换流器模型对电力电子装置进行描述时, 可将电力电子装置的非线性特性以谐波电压源或谐波电流源的形式表示, 进而能够运用线性电路理论对新能源电力系统的宽频振荡问题展开分析。

3) 基于电力电子装置的宽频带电压源换流器模型或宽频带电流源换流器模型, 可将宽频振荡的机理阐释为网络谐振引发的“谐波放大”现象, 从而构

建起新能源电力系统宽频振荡机理分析的全新框架。

4)在新能源电力系统背景下谐波频率不再是离散量,而可以认为是连续量。

5)基于宽频振荡的“谐波放大”机理,可借助功能强大的 s 域节点导纳矩阵法计算出正序网络的所有谐振模态,且谐振模态阻尼比与谐波放大倍数之间存在明确的反比关系。

6)基于最大阻尼准则设计C型阻尼滤波器的方法清晰简洁。所设计的C型阻尼滤波器在调谐频率点的复阻抗值等于电阻元件电阻值的一半;在大于调谐频率点的宽频带范围内,C型阻尼滤波器的阻抗角大于0但趋近于0,呈现轻微偏感性的电阻特性;C型阻尼滤波器在大于调谐频率点的宽频带内复阻抗值近似等于电阻元件的电阻值 R ;C型阻尼滤波器的基波容量越大,宽频带内的电阻值越小,阻尼效果越显著。

参考文献

- [1] 李明节,于钊,许涛,等.新能源并网系统引发的复杂振荡问题及其对策研究[J].电网技术,2017,41(4):1035-1042.
LI Mingjie, YU Zhao, XU Tao, et al. Study of complex oscillation caused by renewable energy integration and its solution [J]. Power System Technology, 2017, 41(4): 1035-1042.
- [2] 吕敬,董鹏,施刚,等.大型双馈风电场经MMC-HVDC并网的次同步振荡及其抑制[J].中国电机工程学报,2015,35(19):4852-4860.
LÜ Jing, DONG Peng, SHI Gang, et al. Subsynchronous oscillation and its mitigation of MMC-Based HVDC with large doubly-fed induction generator-based wind farm integration[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(19): 4852-4860.
- [3] 李云丰,汤广福,贺之渊,等.MMC型直流输电系统阻尼控制策略研究[J].中国电机工程学报,2016,36(20):5492-5503,5725.
LI Yunfeng, TANG Guangfu, HE Zhiyuan, et al. Damping control strategy research for MMC based HVDC system [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(20): 5492-5503, 5725.
- [4] 徐政,张哲任,肖晃庆.基于子模块级联型换流器的柔性输电系统[M].北京:机械工业出版社,2025.
- [5] 徐政,王世佳,邢法财.电力网络的谐振稳定性分析方法研究[J].电力建设,2017,38(11):1-8.
XU Zheng, WANG Shijia, XIN Facai, et al. Qualitative analysis method of electric network resonance stability [J]. Electric Power Construction, 2017, 38(11): 1-8.
- [6] 徐政.高比例非同步机电源电网面临的三大技术挑战[J].南方电网技术,2020,14(2):1-9.
XU Zheng. Three technical challenges faced by power grids with high proportion of non-synchronous machine sources [J]. Southern Power System Technology, 2020, 14(2): 1-9.
- [7] 徐政.基于 s 域节点导纳矩阵的谐振稳定性分析方法[J].电力自动化设备,2023,43(10):1-8.
XU Zheng. Resonance stability analysis method based on s -domain node admittance matrix [J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(10): 1-8.
- [8] ANDERSON P M, AGRAWAL B L, VAN NESS J E. Subsynchronous resonance in power systems [M]. New York: IEEE Press, 1990.
- [9] 邢法财,徐政.两电平电压源型换流器负阻性与容性效应特征指标研究[J].电力系统自动化,2021,45(13):12-19.
XIN Facai, XU Zheng. Research on characteristic indices for negative resistive and capacitive effect of two-level voltage-source converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(13): 12-19.
- [10] 邢法财,徐政.双馈感应风力发电机的负电阻效应研究[J].太阳能学报,2022,43(4):324-332.
XING Facai, XU Zheng. Investigation on negative-resistance effect of doubly-fed induction generator [J]. Acta Energiac Solaris Sinica, 2022, 43(4): 324-332.
- [11] 项国波.非线性自动控制系统中的谐波线性化原理[J].信息与控制,1980,9(1):41-51,81.
XIANG Guobo. Harmonic linearization principle in nonlinear automatic control systems [J]. Information and Control, 1980, 9(1): 41-51, 81.
- [12] 威斯特.非线性控制系统分析[M].徐俊荣,译.上海:上海科学技术出版社,1964.
- [13] 朱绍箕.非线性系统的近似分析方法[M].北京:国防工业出版社,1980.
- [14] 项国波.非线性系统[M].北京:知识出版社,1991.
- [15] SLOTINE J J E, LI W P. Applied nonlinear control [M]. New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1991.
- [16] GASPARYAN O N. Linear and nonlinear multivariable feedback control: a classical approach [M]. West Sussex: John Wiley & Sons, Ltd., 2008.
- [17] ABRAMOVICH B J, BREWER G L, WELCH I M. Harmonic filters for the Sellindge converter station [J]. GEC Journal of Science and Technology, 1982, 48(1): 35-38.
- [18] ARRILLAGA J, BRADLEY D A, BODGER D S. Power system harmonics [M]. New Jersey: John Wiley & Sons, 1985.
- [19] DAS J C. Power system harmonics and passive filter designs [M]. New Jersey: John Wiley & Sons, 2015.
- [20] 胡宇洋,余珊珊.德阳换流站HP3滤波器差动保护动作原因分析[J].华中电力,2011,24(1):64-67.
HU Yuyang, YU Shanshan. Reason analysis of HP3 filter differential protection action in Deyang converter station [J]. Central China Electric Power, 2011, 24(1): 64-67.
- [21] 董德智,周松林,朱云国,等.适用于非线性负载的逆变器多电压谐波控制策略[J].南方电网技术,2024,18(8):152-166.
DONG Dezhi, ZHOU Songlin, ZHU Yunguo, et al. Multi-voltage harmonics control strategy of inverter suitable for nonlinear loads [J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(8): 152-166.
- [22] 田葳,荐志清.有色加工企业谐波的产生与治理[J].东北电力技术,1999,20(7):48-51.
TIAN Wei, JIAN Zhiqing. The engendering and harnessing for the harmonics from non-ferrous-metal machining factories [J]. Northeast Electric Power Technology, 1999, 20(7): 48-51.
- [23] 翁俐民,张广祥,靳剑峰,等.两种新型滤波器的特性研究[J].电力电容器,2000,29(3):4-8.

(下转第23页 Continued on Page 23)