

全数字化载波通信的原理及实现方法

王奎甫

(许继昌南通信设备有限公司, 河南 许昌 461000)

摘要: 着重介绍内插和抽取原理, 数字单边带调制原理, 以及应用这些原理和 DSP 技术实现全数字化载波机的方法。

关键词: 数字哈脱莱调制; 数字韦瓦调制; 内插滤波器; 抽取滤波器

中图分类号: TN913.6 文献标识码: A 文章编号: 1003-4897(2002)07-0027-04

1 引言

随着大规模和超大规模集成电路的迅猛发展和数字信号处理(DSP)技术在通信领域的广泛应用, 采用数字调制技术来取代传统的模拟单边带调制技术变得非常方便、经济、灵活, 从而实现从模拟载波机到全数字化载波机和全数字式载波机的飞跃。以昌南公司生产的 ESB900 全数字化载波机为例, 由于采用数字韦瓦调制与解调原理、高速数字信号处理(DSP)技术、高速 A/D 技术和高速 D/A 技术, 从音频到高频的调制和从高频到音频的解调都是一次频率变换完成, 这在国内是独有的, 是真正意义的全数字化载波机。ESB900 全数字化载波机其性能价格比、技术指标完全优于模拟载波机, 由于采用 SMT 表面贴装技术, 充分缩小了设备体积, 提高了设备的可靠性。下面分几步来介绍全数字化载波机的原理与实现方法。

2 数字单边带调制与解调原理

2.1 内插滤波器和抽取滤波器

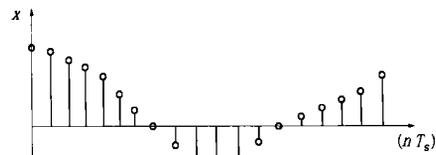
对于模拟基带信号进行采样得到离散序列, 为了防止由于采样而引起的混迭现象, 采样速率必须满足奈奎斯特准则(即基带信号带宽的两倍), 比如对于频率范围为 0.3 ~ 3.7kHz 的音频信号进行采样时其采样速率必须大于 7.4kHz, 一般选取 8kHz 的采样速率, 对音频信号采样处理后要将其调制到高频频率上(比如 500kHz), 如果不增加抽样速率, 那么数字单边带信号将无法用数学表达式来准确地描述, 从而无法进行数字信号处理; 同样在进行数字单边带解调时, 如果不对抽样速率进行降低就无法恢复出与原始基带信号一致的信息, 因此为了信号处理方便以及提高运算精度, 信号在系统的不同部位常以不同的速率进行采样。增加采样率的过程叫内

插, 减低采样率的过程叫抽取, 实现其过程的滤波器分别叫内插滤波器和抽取滤波器。

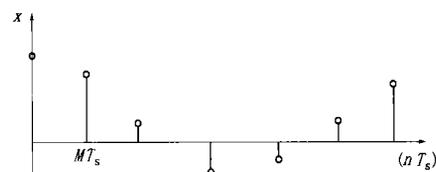
2.1.1 抽取滤波器

抽取过程就是减小采样率的过程, 采样率的降低可用下列表达式来描述:

$$x_r(nT_s) = x(nMT_s) \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (1)$$



(a) 高采样率的原始信号



(b) 抽取后的信号

图1 以整数因子 M 抽取的典型时序图

将原始信号 x 的每 M 个采样保留, 放弃中间的采样(见图 1), 即可得到抽取后的信号 x_r 。在进行抽取时, 必须要考虑可能出现的混迭误差。如果用 f_{max} 表示原始模拟基带信号的最高有效频率, f_s 表示原始的抽样速率, 则必须满足:

$$f_{max} < f_s / (2M) \quad (2)$$

只有这样减小采样率才有意义。如果不满足式(2)的要求, 那么原始信号的一些频率分量就会返回到有效频带(0 ~ f_{max}) 同它混迭(见图 2), 因此在抽取过程中首先要对信号 $x(nT)$ 进行低通滤波, 以滤除掉 $f_s / (2M)$ 以上的频率成份, 然后再抽取。从以上可以看出抽取滤波器应当包括两个部分, 一个是低通滤波器 $h(n)$, 一个是抽取器(见图 3), 其中低通滤波器对 $f_s / (2M) \sim f_s / 2$ 的高频分量的衰减要达 80dB 以上, 其具体设计见参考文献[1]。

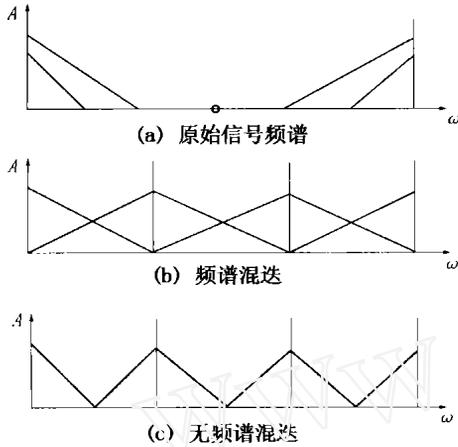


图2 抽取的典型频谱图

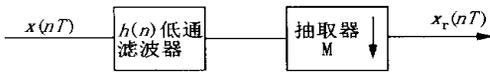


图3 M倍抽取滤波器的示意图

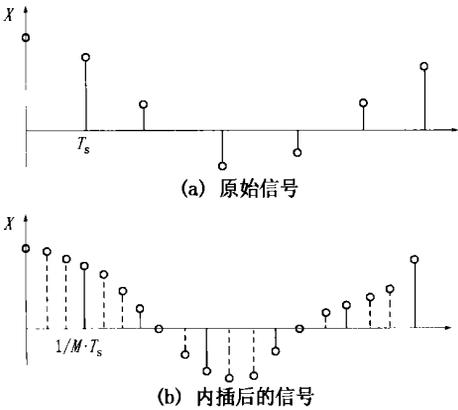


图4 以整数因子 M 内插的典型时序图

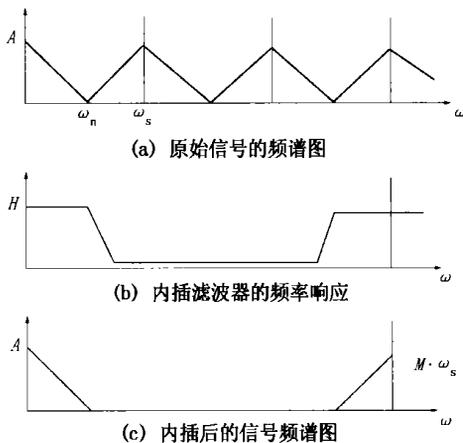


图5 内插的典型频谱图

2.1.1.2 内插滤波器

内插过程是增加采样率,增加采样速率相当于在原始信号序列两个采样点中间等间隔地插入(M - 1)个中间采样点,这些中间采样点的选择必须保证所产生的基带频谱的镜像分量最小(图4、图5),

内插滤波器与抽取滤波器相似,也包括两个部分:内插器和低通滤波器(图6),经过内插滤波器后采样速率由 f_s 增加为 Mf_s 。

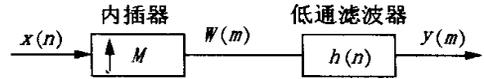


图6 内插滤波

$$W(m) = \begin{cases} x(m/M), & m = 0, \pm M, \pm 2M (M \text{ 为整数}) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

$$y(m) = W(m) * h(m)$$

内插通过在两个相邻的采样点 $x(n)$ 和 $x(n - 1)$ 之间简单地插入 $M - 1$ 个零的方法得到,为了滤除不必要的镜像分量,必须通过数字低通滤波器 $h(n)$ 来完成,该数字低通滤波器对于频率高于 $f_s/2$ 的信号的抑制要大于 80dB。

从 2.1.1 和 2.1.2 可以看出,内插和抽取都需要设计一个合适的数字低通滤波器,以防止由于采样率变化而引起的频谱混迭,内插滤波器和抽取滤波器的设计,是选用纯 IIR 滤波器、纯 FIR 滤波器或低速率的 IIR 滤波器与高速的 FIR 级联取决于滤波器的带内波动、阻带衰减和过渡带宽的指标要求。

2.2 数字单边带调制与解调

数字单边带的实现方法与模拟单边带调制相对应^[2],有三种方法:数字滤波法、数字哈脱莱(Hartley)法、数字韦瓦(Weaver)法。

2.2.1 数字滤波法调制与解调

根据滤波法的原理^[2],数字滤波法调制可用如下方法实现:模拟基带信号经过 8kHz 采样变成数字序列,通过 M 倍插值的内插滤波器将 8kHz 的采样速率增加为 (8M) kHz,接着与载波信号 C 相乘,然后用数字带通滤波器(IIR 滤波器)抑制掉一个边带(图7)。

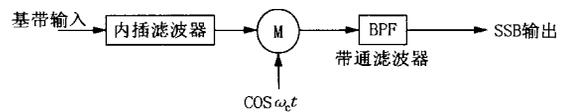


图7 数字滤波法调制

数字滤波法解调基本上是调制的反过程。数字滤波法中的带通滤波器的中心频率随工作载频的不同而改变,而且其阻带衰减、过渡带宽的指标要求很高,设计起来非常麻烦,而且不易实现现场改频,因而在数字化电力线载波机中很少采用。

2.2.2 数字哈脱莱(Hartley)调制与解调

(1) 数字哈脱莱调制

模拟哈脱莱调制很容易地转换成数字哈脱莱调制,模拟正交对是工作在音频频带,对应的数字正交对应工作在基带输入信号的采样频率上(即 8kHz),为了进行调制,通过内插滤波器将正交对的抽样频率提高为 $(8M)$ kHz,由于中间镜像频谱的间隙比较窄,因此内插滤波器由 IIR 滤波器和 FIR 级联而成(图 8)。为了保证单边带抑制大于 80dB,数字正交对 90 的相位差偏应小于 0.01° ,这需要一个 7 阶的全通滤波器来保证。

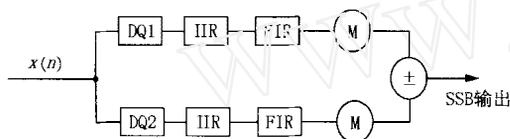


图 8 数字哈脱莱调制

IIR 低通滤波器工作在两倍的输入采样率上(即 16kHz),一个 9 阶的椭圆函数滤波器可满足指标要求,该滤波器通带为 0.3~3.7 kHz,过渡带为 3.7~12.3 kHz,通带波动 0.125dB。滤波后的信号经 $M/2$ 倍内插滤波器将采样率变为 $(8M)$ kHz,然后再与一对正交载频信号相乘,最后相加或相减,即可得到单边带输出信号,数字哈脱莱调制是一种非常有效的单边带处理方法。

(2) 数字哈脱莱解调

数字哈脱莱解调器完全可以将模拟解调的每一部分转换成数字部分来描述,数字哈脱莱解调选择的低通滤波器指标完全等同于哈脱莱调制器的内插滤波器的指标,其解调器与调制器的功能框图基本相同。

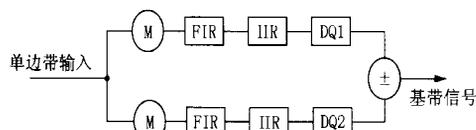


图 9 数字哈脱莱解调

可以看出,数字哈脱莱调制和解调其原理和实现方法与数字滤波法相比实现起来比较简单,它不象数字滤波法那样需要一个随工作频率改变的多阶滤波器。由于基带信号的正交相移、正交载频调制、两个支路上的滤波器都由软件来实现,所以能保证两个支路上的信号幅度绝对一致,90 相位误差小于 0.01° ,因此其边带抑制、接收支路的选择性都优于模拟单边带调制与解调。

2.2.3 数字韦瓦(Weaver)调制与解调

(1) 数字韦瓦调制

数字韦瓦调制(见图 10)由一对位于频带中间

的副载波、用于抑制上边带的低采样率的 IIR 低通滤波器、用于内插的 FIR 低通滤波器、用于高频调制的载波乘法器和产生单边带的加法器构成。

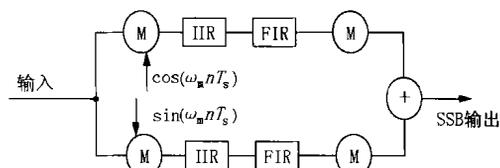


图 10 数字韦瓦调制原理

由于基带信号的采样率为 $f_s = 8\text{kHz}$,正交副载波频率为 $f_m = 2\text{kHz}$,那么

$$\cos(\omega_m n T_s) = \cos(2 \cdot 2n/8) = \cos(n/2) \quad (4)$$

$$\sin(\omega_m n T_s) = \sin(n/2) \quad (5)$$

那么对应的信号序列为 $(0, +1, 0, -1, 0, +1, 0, -1, \dots)$,因此在进行副载波调制时不需要任何乘法即可完成。如果基带信号的频率范围为 0.3~3.7kHz,那么 IIR 低通滤波器的指标如下:

- 通带为 0~1.7kHz;
- 带内波动小于 0.125dB;
- 过渡带为 1.7~2.3kHz。

如果要求阻带衰减大于 80dB 以上,可选用 9 阶的椭圆函数滤波器来实现。经过 IIR 低通滤波器抑制掉上边带后,再经过 M 倍插值的 FIR 低通滤波器将采样率由 8kHz 增加为 $(8M)$ kHz 的采样率,然后和正交载频相乘,最后再相加或相减即可得到单边带信号,设计一对低通滤波器比设计一对正交全通滤波器要容易,因此几乎所有的数字化载波机都采用数字韦瓦调制,ESB900 全数字化载波机就是采用的这种数字调制方式。

(2) 数字韦瓦解调

数字韦瓦解调(见图 11)是数字韦瓦调制的反过程,这里就不重复介绍。

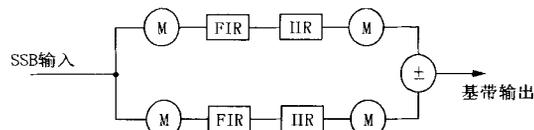


图 11 数字韦瓦解调原理

哈脱莱解调和韦瓦解调的 IIR 低通滤波器在整个接收支路中对选择性起关键作用,因此阻带衰减和过渡带宽的指标必须保证(具体指标见调制部分)。

3 A/D 和 D/A 的选用原则

对于 A/D 和 D/A 转换器的性能选择除其它一

些指标满足要求外,主要考虑转换速度(或取样速率),其次要考虑转换器的分辨率即精度。

3.1 采样速率(或转换速率)的选择

由奈奎斯特(Nyquist)采样定理可知,在理想的采样系统中为了使采样后输出的数据信号能不失真地恢复出原始输入信号,必须使采样频率 f_s 至少为输入信号最高有效频率 f_{max} 的两倍,否则会出现频谱混迭。奈奎斯特采样定理是实现无信息损失重现原始信号的必要条件,但在实际应用中为了保证信号采样的精度,一般在进行A/D和D/A转换时都采用过采样技术, f_s 一般为 $7f_{max}$ 以上。对A/D转换来讲采用过采样技术使得大部分量化噪声移出到有用的频带之外,便于对噪声进行有效的抑制,对于D/A转换采用过采样技术(即内插技术)使得基带频谱的镜像远离基带频谱,这样很容易对镜像频谱和波形成形噪声进行抑制。因此在选择转换速度时要考虑A/D和D/A转换器时钟频率的大小,并且要留有余量,否则在A/D和D/A转换器全速运行的情况下,其技术指标就会下降,并且功耗可能过大。

3.2 转换器分辨率的选择

A/D转换器在对基带模拟信号进行采样时,把连续幅度值变成离散幅度样值(即量化),因此会产生量化噪声。如果模拟信号为正弦波,对于均匀量化其量化信噪比为:

$$S/N = 6.02n + 1.76 \quad (\text{其中 } n \text{ 为分辨率}) \quad (6)$$

对于语音信号其动态范围为50dB左右,其最低信噪比应不低于26dB,根据这一要求,按式(6)计算得:

$$6.02n + 1.76 - 50 \geq 26$$

即要求A/D转换器的分辨率应 13位,对于采用A律进行量化,分辨率应 7位。

A/D转换器在对高频信号进行采样时,其量化信噪比也按式(6)计算;接收信号最低信噪比应大于26dB,信号的动态范围为50dB,对于ESB900全数字化载波机按双路机(两路导频、两路语音、两路1200Bd的远动)来考虑其动态范围,由于此时电压权值 $e = 4.4$, $20\lg e = 12.87$,则分辨率按下式确定:

$$6.02n + 1.76 - 26 \geq 50 + 12.8$$

其分辨率应 15位,加上符号位应 16位,因此选用分辨率为16位的A/D转换器。对于D/A转换器不考虑量化噪声的问题,但由于快速变化的数字信号通过电源、地线或其它分布因素,在模拟输出端感应产生脉冲干扰,因此选用14位的高速D/A转

换器可满足50dB的信号动态范围。

4 ESB900全数字化载波机的实现方案

ESB900全数字化载波机利用高速DSP(数字信号处理)、高速A/D和D/A转换器实现一次调制、一次解调,语音信号、远动信号的滤波、导频信号的产生和解调都由DSP1(见图12)来完成,从音频信号到高频信号的数字韦瓦调制由DSP3来完成,调制后的数字信号经高速D/A转换成模拟信号。接收信号经高速A/D转换成数字信号,从高频信号到音频信号的数字韦瓦解调由DSP2实现。

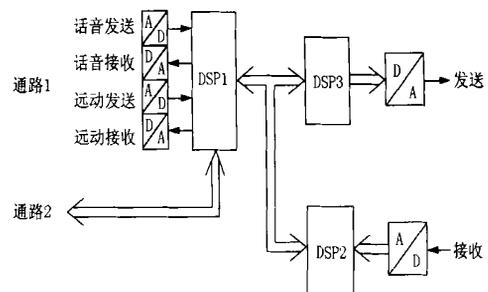


图12 ESB900数字信号处理原理图

从ESB900的实现方案可以看出,ESB900数字化程度是相当高的,所有信号处理都在一个功能组件内完成,从而远优于其数字化只在音频、中频部分实现、第二次调制、第三次调制仍采用模拟单边带来完成的其它型号的数字载波机。

5 结束语

电力线载波通信是电力系统特有的通信方式,它具有投资小、建设周期短、通道坚固、可靠等特点,在电力系统广泛使用。随着全数字化载波机和全数字式载波机的出现,电力线载波通信将会成为电力系统宽带数字通信网的一部分。关于全数字式载波机的原理、实现方法、特点以及和全数字化载波机的区别将在后续文章中继续介绍。

参考文献:

- [1] 何振亚. 数字信号处理的理论与应用[M]. 北京:人民邮电出版社,1983.
- [2] 王奎甫,朱延章. 单边带载波机的几种调制方法[J]. 继电器,1995,23(3).

收稿日期: 2001-11-21

作者简介: 王奎甫(1963-),男,高级工程师,从事电力系统通信的研究和开发工作。

(下转第39页)

继电保护配合,实现快速切换。

(5) 慢速切换的允许残压 U_c 和延时时间 T_y

慢速切换相当于快速切换的“后备”,其允许残压和延时时间的选择应根据实际工况测得的电动机残压——冲击图来确定。过去认为,工作电源母线电压下降到 20%~40%,经延时 1~1.5s 将工作电源断开后,才投入备用电源,以为这样可以避免电动机的损坏,岂不知这种切换是将冲击的危害转移到变压器了(当然变压器能够承受这种冲击,就是另外一回事了)。从 300MW 机组厂用母线残压曲线看出,1s 以后,母线残压已接近于零,电动机已基本停下来了,再次启动当然对电动机没有危害。不过对于那些出口门不联关或关闭不严、或因为某些故障该关没有关的电动机,完全停下来后,有倒转的可能,这对电动机更加有害。

微机型继电保护装置发展到现在,我们应该摒弃旧观念,只要工作母线残压和备用电压的频率差和相角差满足要求,残压越高,对电动机的再次启动冲击越小。

慢速切换时甩多少负荷与电厂的系统有关。对于有中间煤仓的制粉系统并且锅炉给粉系统的电源

失电后可以瞬时切换到安全备用电源的机组,其厂用电在慢速切换时应该切除磨煤机、排粉机、碎煤机等制粉系统,另外不要求自启动和不能自启动的电动机也应该切除。这样对其它电动机是有利的。另外,哪些电动机在切换中电流最大、最不安全,以及自启动时,辅机恢复快慢情况等这些数据,要根据不同切换时间时每台电动机的参数(阻抗、残压、相角、滑差、电流、电磁力矩、机械力矩)以及母线在各种工况下的残压、残压下降速度和电压下降到零的时间来进行计算。

总之,厂用电切换每个厂都有自己具体的情况,而且没有完整的可依数据,以上这些关键数据必须进行实测,这项工作比较复杂,应进行提前试验研究,不能等待出了问题,再去分析,总结教训。

收稿日期: 2001-10-30

作者简介: 李经升(1967-),男,大学本科,从事电厂继电保护运行和管理工作; 王舜(1968-),男,大专,从事电厂继电保护运行和管理工作; 韩学义(1972-),男,大学本科,现从事电厂管理工作。

Application research on the auxiliary power high-speed transfer device

LI Jing-sheng, WANG Sun, HAN Xue-yi
(Weifang Power Plant, Weifang 261000, China)

Abstract: This paper analyzed the problems about installing auxiliary power high-speed transfer device. It is proposed definitely that the speed and the angle is the core problem of high-speed transfer, and best suitable time the standby power connected should be within the zone of $\alpha = 30^\circ$, firstly appearing after the working power disappearing. At that time it is very beneficial to the motor putting into operation with lower phase-angle difference, lower frequency fall and service power bus residual voltage. It is also proposed that the longest time-limit of high-speed transfer is relative with the structure of auxiliary power system itself in this paper. This is one of the decisive factors. Together with the tripping and closing time; they become the determinative conditions achieving quick transfer.

Key words: high-speed transfer; phase angle difference; low voltage

(上接第 30 页)

The scheme and implementation of digitized power line carrier equipment

WANG Kui-fu
(Xi Changnan Communication CO.LTD, Xuchang 461000, China)

Abstract: This paper discussed the scheme of interpolation and decimation, the scheme of digital single-side-band modulation, and the implementation of digitized power line carrier equipment.

Key words: digital Hartley modulation; digital Weaver modulation; interpolation filter; decimation filter