

短波高速跳频 CHESSE 电台 G 函数算法研究

姚富强, 刘忠英

(解放军理工大学, 南京 210016)

摘要: 本文深入研究了美国推出的短波高速跳频 CHESSE 电台的 G 函数算法, 涉及到跳频图案、信息调制与解调等。在介绍 G 函数算法原理的基础上, 分析了 G 函数跳频图案的性能, 并对其进行了检验, 得出了一些有益的结论, 提出了改进的方向。

关键词: 短波跳频; CHESSE 电台; 跳频图案

中图分类号: TN97 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 05-0664-04

The Study of G Function Arithmetic of a HF High Speed FH CHESSE Radio

YAO Fu-qiang, LIU Zhong-ying

(PLA University of Science and Technology, Nanjing 210016, China)

Abstract: Gfunction arithmetic of a HF high speed FH CHESSE radio produced in U. S. is deeply studied in this paper, which involves FH pattern and the modulation and demodulation etc. The performance of Gfunction FH pattern is analyzed and tested based on introducing the principle of Gfunction arithmetic. Lastly some beneficial conclusions are derived, and improving points are put forward.

Key words: HF frequency hopping; CHESSE radio; FH pattern

1 引言

短波通信作为一种抗毁性较强的通信方式, 在多种领域得到了广泛的应用。十几年来, 随着跳频和自适应等新技术的引入, 短波通信系统的性能得到了进一步提高。但由于短波信道的特点, 其传输可靠性仍不尽人意, 使得短波数传达不到较高的速率。为此, 美国 Sanders 公司近年来推出了一种相关跳频增强型扩谱电台 (Correlated Hopping Enhanced Spread Spectrum), 简称 CHESSE 电台, 它从高速跳频出发, 较好地解决了提高数据速率和抗多径、抗跟踪干扰的问题^[1~3]。跳频速度达 5000 跳/秒, 数传速率最低为 2400bps, 最高可达 19200bps。这在传统的短波通信系统中是很难实现的。CHESSE 电台采用了多项先进技术, 比如: 差分跳频、异步跳频、DSP、宽带接收等, 其中差分跳频 (DFH) 是 CHESSE 电台的核心技术, 集跳频图案、信息调制与解调于一体, 决定了该电台的技术体制, 是一种全新的设计思想。但是, 目前国内的学术界对这种技术体制的看法还没有趋于一致, 其抗干扰能力究竟如何, 哪些方面需要改进等, 还未见报道。考虑到该电台的核心技术和体制主要集中于一种 G 函数算法, 所以有必要深入研究 G 函数, 期望得出一些有益的结论。

2 G 函数算法原理

定义: 当前时刻的频率值 f_n 由上一跳的频率值 f_{n-1} 和当

前时刻的信息符号 X_n 决定, 数学表达式为^[2]

$$f_n = G(f_{n-1}, X_n) \quad (1)$$

其频率、数据正变换 f_n 关系可表示成图 1 的形 X_n 。由此可见, 相邻跳变频率之间通过数据序列

图 1 G 函数的正变换

建立了一定的相关性, 亦即相邻频率的相关性携带了待发送的数据信息, X_n 可取 1~4 比特, 所以也将这种跳频称之为相关跳频。G 是一个特定的函数, 可以看作为一个有向图。

在发送端, 通过频率和数据序列的相关编码, 从频率集中映射出要发送的频率。当频率集中频率个数为 N , X_n 取两比特, 即: 1 跳携带 2 比特信息时, 一种 G 函数算法的相关映射关系如表 1 所示, 当然还可取与此成线性关系的其他映射。

表 1 一种 G 函数的映射关系

f_{n-1}	f_i			
X_n	00	01	10	11
f_n	$f_{\lfloor i+1 \rfloor_N}$	$f_{\lfloor i+2 \rfloor_N}$	$f_{\lfloor i+3 \rfloor_N}$	$f_{\lfloor i+4 \rfloor_N}$

其 1 跳中频率和数据的有向图如图 2 所示。有向图中每个节点为频率集中的一个频点, 每个节点分出 $m = 2^{BPH}$ 个分叉, BPH (Bits per Hop) 代表每跳携带的信息比特数, m 为扇出系数, 每个分叉与当前的信息符号一一对应。在 N 个频率中每个频率均可作出 m 个映射频率点, 当前的频点又作为原始

频率,根据新的信息数据映射下 1 跳的频率.

在收端,通过异步跳频方式进行数字化宽带接收,经 FFT 分析跳频带宽内的所有信号特征,确定 f_{n-1} 和 f_n ,由 G 函数的反变换即可解调出所发送的数据信息,即:

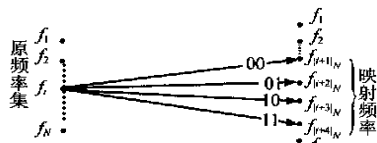


图 2 G 函数算法一种有向图(1 跳)

$$X_n = G^{-1}(f_{n-1}, f_n) \quad (2)$$

所以要求 G 函数必须具有可逆性. G 函数的逆变换即其解调关系如图 3 所示.

图 3 G 函数的数据解调

具体的解调关系即为表 1 的逆映射,如表 2 所示.

表 2 G 函数的逆映射

f_{n-1}	f_i			
f_n	$f_{ i+1 _N}$	$f_{ i+2 _N}$	$f_{ i+3 _N}$	$f_{ i+4 _N}$
X_n	00	01	10	11

由以上分析,可得出如下两点结论:

(1) G 函数具备了数据信息的调制解调功能.这种跳频体制不需要基带调制,直接用射频频率的相关性表示数据信息,只要频率能实现高速跳变,就可以实现数据的高速率传输.比如:跳速为 5000 跳/秒时,若 4800 跳用于数传,且 BPH=2,则数据速率可达 9600bps.

(2) G 函数具备了产生跳频图案的功能.这种跳频体制不需要设置专门的跳频图案,而在跳频控制和数传过程中自动产生了跳频图案.

3 跳频图案的性能分析

以上分析只是说明了两个相邻跳变频率之间的映射关系,在通信中,频率和数据都是随时间而变化的长河,频率随时间变化的规律即为跳频图案.

实际上,随着时间的变化,G 函数所涉及到的频率和数据成为一棵随机的倒立树,树根即为起始频率.当 $N=32, BPH=1$ 时的 G 函数倒立树如图 4 所示;设起始频率 $f_i = f_6$,一组数据与频率的关系如表 3 所示.

表 3 $f_i = f_6, BPH=1$ 时一组数据与频率的对应关系

f_i	f_6																															
数据流	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	1	...											
f_n	f_7	f_9	f_{11}	f_{14}	f_{16}	f_{17}	f_{19}	f_{20}	f_{21}	f_{23}	f_{24}	f_{26}	f_{28}	f_{29}	f_{30}	f_{31}	f_1	...														

当 $N=32, BPH=2$ 时的 G 函数倒立树如图 5 所示;设起始频率 $f_i = f_6$,一组数据与频率的关系如表 4 所示.

表 4 $f_i = f_6, BPH=2$ 时一组数据与频率的对应关系

f_i	f_6											
数据流	10	01	11	00	11	01	10	10	00	01	11	...
f_n	f_9	f_{11}	f_{15}	f_{16}	f_{20}	f_{22}	f_{25}	f_{28}	f_{29}	f_{31}	f_3	...

由以上分析,可得出如下几点结论:

(1) 跳频图案中不会出现相邻频率相同的情况,即:相邻频率相同的概率为零.

(2) 跳频图案与起始频率和数据流有关,在函数映射关系确定的条件下,必须实现起始频率的一次性相关同步,即收端必须获得起始频率的信息,否则收端不能解调数据.

(3) 倒立树的路径数,即跳频图案个数 H_G 为:

$$H_G = (m)^l \quad (3)$$

式中, $l = n/BPH$, n 为二进制数据码元数, l 为数据符号的个数.由此可见: m 为一常数,当 $n \rightarrow \infty$ 时, $H_G \rightarrow \infty$,所以倒立树是发散的,永远不会闭合,也就是说随着时间和数据码流的延续,跳频图案的周期 $T_G \rightarrow \infty$.

(4) G 函数产生的跳频图案不存在原始密钥 P_k 和实时时间 TOD(Time of Day) 参与运算的问题,数据流相当于跳频密钥,并且是一种典型的实时变化的流动密钥.

(5) 在 G 函数跳频图案的频率序列中,出现以频率集频率个数 N 分段的痕迹,在每个 N 为模的频率段内,表现出频率递增的关系,相邻频率序号的递增在 $[1, m]$ 之间取值.但每一频率段的频率不会重复,除非每一段的频率起点和对应的数据流完全相同.

4 G 函数跳频图案的性能检验

以上分析了 G 函数跳频图案的一些特性,得出了一些初步的结论.但仅凭这些还不能判定该跳频图案是否满足要求,必须对跳频码序列(频率号)进行均匀性和随机性检验.

4.1 检验模型

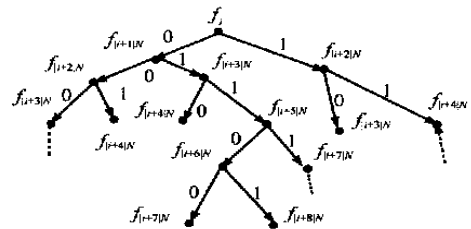


图 4 BPH=1 时的 G 函数倒立图

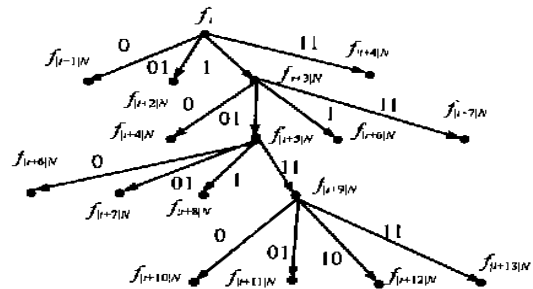


图 5 BPH=2 时的 G 函数倒立图

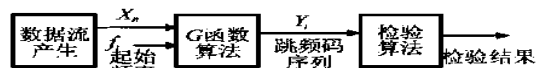


图 6 检验模型

检验模型如图 6 所示,要求数据流产生 0、1 等概,并能进

行长连 0 和长连 1 预置。\$Y_i\$ 代表跳频码序列,即频率号,设频率数为 \$N\$ 个,每个频率号用 \$n\$ 比特二进制数表示,则有:

$$N = 2^n \quad (4)$$

4.2 均匀性检验

为了增加抗阻塞干扰性能和方便组网,要求各跳频频率在跳频频带内均匀分布,亦即 \$Y_i\$ 在 0 到 \$(N-1)\$ 范围内均匀分布。这就是跳频码序列的均匀性问题。对均匀性检验又分为两种类型,一种是一维等分布检验,另一种是二维连续性检验。

(1) 一维等分布检验 随机序列字 \$Y_i\$ 的概率密度函数应该均匀,即在每个频点上,出现的概率应相同,有:

$$P(Y_i) = P(f_i) = 1/N, 0 \leq Y_i \leq N-1 \quad (5)$$

为了证实这个假设,采用统计学中的 \$\chi^2\$ 检验,准则如下:

设在序列长度为 \$L\$、频率个数为 \$N\$ 的序列中(即共有 \$L\$ 个频率号)第 \$i\$ 个频率点出现的次数为 \$q_i\$,则

$$\chi^2(N-1) = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{(q_i - L/N)^2}{L/N} \quad (6)$$

当实测的 \$\chi^2(N-1)\$ 值小于指定水平 \$\alpha = 0.05\$ 下,自由度为 \$N-1\$ 的 \$\chi^2\$ 理论值 \$\chi^2_{0.05}(N-1)\$ 时,则认为各频率均匀分布的假设为真,否则为假。

(2) 二维连续性检验 各随机序列对 \$(Y_i, Y_j)\$ 的概率密度应该均匀,即:在第 \$i\$ 个频率出现后,接着出现第 \$j\$ 个频率点的概率应相同,有

$$P(Y_i, Y_j) = P(f_i, f_j) = 1/N^2, 0 \leq Y_i, Y_j \leq N-1 \quad (7)$$

为了证实这个假设,也用统计的方法进行 \$\chi^2\$ 检验,准则如下:

设在序列长度为 \$L\$、频率个数为 \$N\$ 的序列中,第 \$i\$ 个频率点出现后第 \$j\$ 个频率点出现的次数为 \$q_{ij}\$。则

$$\chi^2(N^2-1) = \sum_{i,j=0}^{N-1} \frac{(q_{ij} - L/N^2)^2}{L/N^2} \quad (8)$$

当实测的 \$\chi^2(N^2-1)\$ 值小于指定水平 \$\alpha = 0.05\$ 下,自由度为 \$N^2-1\$ 的理论值 \$\chi^2_{0.05}(N^2-1)\$ 时,则认为各对连续频率均匀分布的假设为真,否则为假。

4.3 随机性检验

为了增强跳频频率的不可逆推性,跳频码序列应具有很好的随机性,均匀性好不等于随机性好,比如顺序跳频时,均匀性很好,但随机性差。随机性好的序列,其功率谱很平坦。所以,实际中通过估计跳频码序列 \$Y_i\$ 的功率谱来评价序列的随机性。

考虑到功率谱估计的方差和精度等原因,一般采用平滑周期图平均法进行估计^[4]。其中窗函数为:窗长度 \$J = 129\$ 的汉明窗 \$w(n)\$。

\$Y_i\$ 的功率谱为:

$$P_L(k) = \frac{1}{KU} \sum_{s=0}^{K-1} |F_s(k)|^2, 0 \leq k \leq M-1, 0 \leq s \leq K-1 \quad (9)$$

其中 \$F_s(k)\$ 为序列 \$Y_i\$ 第 \$s\$ 段 \$M\$ 点离散傅立叶变换, \$U = \sum_{n=0}^{J-1} w^2(n)\$ 为窗口能量, \$L\$ 为序列总长度, \$K\$ 为分段的总段数,并且 \$K = \lceil (L - J/2) / (J/2) \rceil\$。

4.4 检验结果

检验条件: \$N = 64, L = 16384\$, 取长连 0、长连 1 个数 \$h\$ 分别为 1~4 的四组数据流,在 BPH 为 1 和 2 两种情况下进行检验,计算机计算结果如表 5、6 所示。

表 5 G 函数跳频码序列一维等分布检验

数据流	\$\chi^2\$ 理论值	BPH=1 时的 \$\chi^2\$ 计算值	BPH=2 时的 \$\chi^2\$ 计算值
\$X_{n1}(h=1)\$	82.2447	0	0
\$X_{n2}(h=2)\$	82.2447	19.4688	33.2266
\$X_{n3}(h=3)\$	82.2447	24.6641	42.2266
\$X_{n4}(h=4)\$	82.2447	20.8047	42.1641

表 6 G 函数跳频码序列二维连续性检验

数据流	\$\chi^2\$ 理论值	BPH=1 时的 \$\chi^2\$ 计算值	BPH=2 时的 \$\chi^2\$ 计算值
\$X_{n1}(h=1)\$	4244.7142	507904	1032190
\$X_{n2}(h=2)\$	4244.7142	510612	275338
\$X_{n3}(h=3)\$	4244.7142	510823	254848
\$X_{n4}(h=4)\$	4244.7142	510432	250736

为了直观起见,这里给出一组 (\$h=4, BPH=2\$) G 函数跳频码序列的功率谱线图,同时为了与传统跳频码序列的随机性相比较,这里也给出在相同条件下传统跳频码序列的功率谱线图,如图 7、8 所示。两图中均采用归一化频率和归一化功率,其中横座标表示频率,纵座标表示功率。

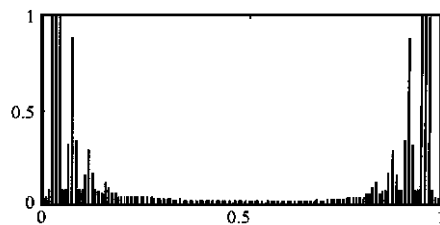


图 7 G 函数跳频码序列功率谱线图

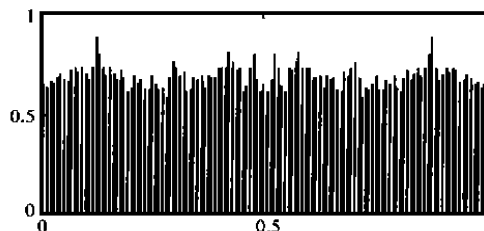


图 8 传统跳频码序列功率谱线图

由以上检验,可得出如下几点结论:

(1) 由表 5 可知,所检验的几组数据其 \$\chi^2\$ 值都小于指定水平下的理论值 \$\chi^2_{0.05}(N-1)\$,所以 G 函数跳频码序列的一维均匀性较好。

(2) 由表 6 可知,所检验的几组数据其 \$\chi^2\$ 值均大于指定水平下的理论值 \$\chi^2_{0.05}(N^2-1)\$,可知 G 函数跳频码序列的二维连续性较差。这正是由 G 函数算法决定的,因为当前频率 \$f_i\$ 给定后, \$f_{i+1}\$ 由信息码流和 BPH 决定,只能取到部分频率。从表中还可以看到,随着 BPH 的增加,二维连续性逐渐变好。

(3) G 函数跳频码序列功率谱和传统跳频码序列的功率谱差异较大,主要表现在功率谱不平坦,这说明其随机性不好,这与前述“G 函数跳频图案序列中出现以频率集个数 \$N\$

为分段痕迹'的定性结论是吻合的。

(4) 由此可知,这种简单的 G 函数映射关系产生的跳频图案性能是不优越的,因此需要设计出好的 G 函数算法或对 G 函数作适当的处理。

5 结束语

本文对 CHESS 电台的 G 函数原理和 G 函数跳频图案性能进行了深入的分析,并对该 G 函数跳频图案的性能进行了检验,分析结果表明:这种集调制、解调和跳频图案于一体的 G 函数,利用前后频率的相关性携带信息,极易实现高跳速和高数据率跳频,同时其跳频图案的一维均匀性好,周期为无穷大,具有流动密钥等优点,但其随机性较差。因此寻找性能优越的 G 函数算法或对差分跳频作适当处理以改善跳频图案的随机性是需要解决的问题。另外,虽然这种由差分跳频决定的技术体制,在极大提高数据速率的同时,带来抗跟踪、抗多径干扰能力的提高,但由于 G 函数跳频图案较传统意义上的跳频图案具有特殊性,它与抗阻塞干扰的关系仍有待于进一步研究。

参考文献:

[1] Dr. D. L. Herrick, Dr. P. K. Lee. CHESS: A new reliable high speed HF radio [A]. ML COM '96 [C], October 1996.

- [2] Dr. D. L. Herrick, Dr. P. K. Lee. Correlated frequency hopping: an improved approach to HF spread spectrum communications [A]. Proceedings of the 1996 Tactical Communications Conference [C].
- [3] CHESS——一种新型可靠的高速短波电台 [J]. 外军电信动态, 1997, 4.
- [4] 王树勋. 数字信号处理基础及实验 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1992.

作者简介:



姚富强 1957年5月生,于1993年3月在西安电子科技大学获工学博士学位,现为解放军理工大学研究员,博士生导师,中国电子学会会员,已发表学术论文100余篇,研究领域:通信抗干扰技术与体制。



刘忠英 1973年12月生,于1998年2月在解放军通信工程学院获工学硕士学位,现为解放军理工大学博士研究生,研究领域:通信抗干扰、光纤通信。

2 系统仿真

按照系统设计流程的要求,在理论分析的基础上,我们进行了计算机辅助分析和传输系统仿真。

(1) 抗回波干扰性能仿真

为了更接近实际地面无线传输的情况,计算机仿真不仅基于通常采用的加性高斯白噪声模型,而且也对各种回波模型进行了系统仿真。

在 DTB 性能中,另一个很重要的问题是信道估计。欧洲 DVB-T 采用插入导频的方法,主要的指标是迭代时间和估计误差。清华大学 DMB-T 采用了时域同步伪随机序列,收端利用相关算法,这样高斯噪声和时变信道估计的影响就小。从计算机仿真结果看,它们之间非常吻合。

(2) QPSK 的 $E_b/N_0 \sim \text{BER}$ 性能

QPSK 调制时,“Conv”列表示卷积仿真结果,卷积码的约束长度为 9,并且使用了维特比软判决。“One”列、“Two”列、“Four”列分别表示“1”个迭代、“2”个迭代、“4”个迭代 Turbo 码的仿真结果。

(3) 16QAM 的 $E_b/N_0 \sim \text{BER}$ 性能

16QAM 调制时, E_b/N_0 对 BER 性能曲线如图 4 所示。“TCM”列表示 TCM 仿真结果。“One”列、“Two”列、“Four”列分别表示“1”个迭代、“2”个迭代、“4”个迭代的并行级联 TCM 码的仿真结果。

(4) 64QAM 的 $E_b/N_0 \sim \text{BER}$ 性能

64QAM 调制时, E_b/N_0 对 BER 性能曲线如图 5 所示。“TCM”列表示 TCM 仿真结果。“One”列、“Two”列、“Four”列分别表示“1”个迭代、“2”个迭代、“4”个迭代的并行级联 TCM 码的仿真结果。

3 结论

借鉴了这些年来国际国内在数字电视技术方面的经验教训,清华大学提出的基于 TDS-OFDM 技术的地面数字电视广播网传输协议,本论介绍了该传输协议,以及计算机仿真结果。在计算机仿真的基础上,本系统已经用 FPGA 实现了功能样机。现正进行实验室和现场测试。