e-ISSN: 3039 - 3145
Tạp chí Khoa học và Công nghệ Y khoa, 2026, 06, 071-076

TÍNH TOÁN ĐỘ CHÍNH XÁC CỦA CẢM BIẾN CƯỜNG ĐỘ ĐIỆN TRƯỜNG SỬ DỤNG BỘ CHUYỂN ĐỔI ĐIỀU CHẾ TỪ

Nguyễn Tiến Dũng[1*; 2], Miseyuk O. I.[2], Nguyễn Sỹ Hồng Đức[3], Knyazkova T. O.[2]
[1]*Trường Đại học Lương Thế Vinh Số 9 Đường Cầu Đông, Phường Nam Định, tỉnh Ninh Bình, Việt Nam*
[2]*Đại học kỹ thuật Quốc gia Moskva Bauman*
[3]*Đại học Bách khoa Hà Nội*
[*]*Tác giả liên hệ: nguyentiendung@ltvu.edu.vn; tiendung.bmstu@bk.ru*

THÔNG TIN BÀI BÁO
Ngày nhận: 16/08/2026
Ngày hoàn thiện: 26/08/2026
Ngày chấp nhận: 06/09/2026
Ngày đăng: 15/09/2026

TỪ KHÓA
Cường độ điện trường;
Bộ chuyển đổi điều chế từ;
Điều chế độ rộng xung;
Biến dạng tín hiệu;
Hệ số biến dạng;
Tham số điều chế;
Sóng hài;
Tần số tín hiệu.

TÓM TẮT
Bài báo diễn giải và phân tích việc sử dụng bộ điều chế độ rộng xung cho tín hiệu đầu ra của bộ chuyển đổi điều chế từ tính, ứng dụng trong cảm biến cường độ điện trường do nhiễu loạn đại dương tạo ra ở dải tần số dưới 1Hz. Nghiên cứu đưa ra các ước tính về độ biến dạng tín hiệu phát sinh từ quá trình điều chế. Các tác giả đề xuất sử dụng hệ số biến dạng trung bình bình phương làm thước đo độ chính xác của việc tái tạo tín hiệu. Bài báo cũng trình bày các biểu thức cho phép đánh giá ảnh hưởng của các tham số điều chế đối với hệ số biến dạng, đồng thời tối ưu hóa việc lựa chọn các tham số này — những yếu tố quyết định dải động và dải tần số hoạt động của bộ chuyển đổi điều chế từ tính.

CALCULATION OF THE ACCURACY OF AN ELECTRIC FIELD INTENSITY SENSOR USING A MAGNETIC MODULATION TRANSDUCER

Tien Dung Nguyen[1*; 2], Miseyuk O. I.[2], Sy Hong Duc Nguyen[3], Knyazkova T. O.[2]
[1]*Luong The Vinh University, 9 Cau Dong Street, Nam Dinh Ward, Ninh Binh Province, Viet Nam*
[2]*Bauman Moscow State Technical University*
[3]*Hanoi University of Science and Technology*
[*]*Corresponding Author: nguyentiendung@ltvu.edu.vn; tiendung.bmstu@bk.ru*

ARTICLE INFO
Received: Aug 16, 2026
Revised: Aug 26, 2026
Accepted: Sep 06, 2026
Published: Sep 15, 2026

KEYWORDS
Electric field strength;
Magnetic modulation converter;
Pulse-width modulation;
Signal distortion;
Distortion factor;
Modulation parameter;
Harmonics;
Signal frequency.

ABSTRACT
This paper interpretation and analysis the use of pulse-width modulation for the output signal of a magnetic modulation converter applied to sensors measuring electric field intensity—specifically those generated by oceanic disturbances in the sub-1 Hz frequency range. The study provides estimates of signal distortion resulting from the modulation process. The authors propose using the root-mean-square distortion coefficient as a metric for signal reconstruction accuracy. Additionally, the paper presents expressions to evaluate the impact of modulation parameters on the distortion coefficient and to optimize the selection of these parameters — factors that determine the dynamic range and operating frequency range of the magnetic modulation converter.

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Bài toán đặc biệt: nghiên cứu điện trường trong môi trường dẫn điện ở dải tần số từ Hertz đến hàng trục-hàng trăm Hertz với cường độ từ đến , cần phải phát triển loại cảm biến bảo đảm được ngưỡng nhạy phù hợp và độ chính xác chuyển đổi thông tin. Trong tài liệu tham khảo [4], các tác giả đã đưa ra những luận giải cho sự lựa chọn bộ chuyển đổi điều chế từ tính (*Magnetic-Modulation Transducer — MMT*) với điều chế độ rộng xung (*Pulse-Width Modulation — PWM*) của tín hiệu. Tài liệu [4] cũng chỉ ra rằng, việc sử dụng cách điều chế tín hiệu xung đầu ra theo thời gian sẽ cho phép tăng đáng kể khả năng chống nhiễu của tín hiệu khi truyền tín hiệu qua đường cáp với mục đích ghi và xử lý tín hiệu (thông tin) nhận được. Ngoài ra, trong [4] đã: xem xét các yếu tố chính xác định các loại nhiễu nội tại của bộ điều chế từ tính MMT; phân tích ảnh hưởng của các nhiễu nội tại và ước lượng % đóng góp của các nhiễu vào giá trị ngưỡng nhạy của cảm biến với bộ MMT. Các phương tiện cho phép giảm nhiễu từ tính của MMT cùng được đề xuất.

Bài viết này diễn giải và phân tích các vấn đề liên quan đến việc phát triển phương pháp tính toán độ chính xác của quá trình: "Điều chế - Giải điều chế" trong bộ MMT với PWM, điều này cho phép thực hiện lựa chọn các tham số điều chế của MMT được sử dụng trong cảm biến cường độ điện trường trong môi trường dẫn điện.

2. MỤC TIÊU VÀ PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

2.1. MỤC TIÊU NGHIÊN CỨU

* Xem xét sự biến dạng của tín hiệu điều hòa đầu vào qua bộ điều chế và bộ giải điều chế, sử dụng bộ lọc tần số thấp và bộ lọc Butterworth bậc 3;

** Đánh giá ảnh hưởng của các tham số điều chế lên sự biến dạng và lựa chọn các tham số điều chế tối ưu để bảo đảm được dải động và dải tần số của bộ MMT.

2.2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

* Thống nhất hóa về định nghĩa sai số của việc tái tạo lại tín hiệu làm cơ sở sử dụng thuật toán sai số trung bình bình phương với cơ sở lý thuyết là hệ thống bán liên tục;

** Sử dụng lý thuyết phân tích phổ và phương pháp biến dạng chuỗi xung hình chữ nhật để giải bài toán hàm biến dạng;

*** Sử dụng bộ lọc tần số thấp (*Low-Pass Filter —LPF*) lý tưởng và vật lý; bộ lọc *Butterworth* bậc 3, như là một giải pháp cho giải điều chế trong thực tế và là cơ sở tìm kiếm biểu thức toán học mô tả hệ số biến dạng (độ chính xác) của quá trình điều chế-giải điều chế;

**** Sử dụng phương pháp phân tích toán học để đánh giá độ chính xác và tính chọn các tham số điều chế tối ưu cho việc hình thành dải động và dải tần số mong muốn của bộ MMT.

3. NỘI DUNG VÀ KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

3.1. ĐIỀU CHẾ

3.1.1. PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ ĐỘ RỘNG XUNG PWM VÀ HỆ SỐ BIẾN DẠNG K_f

Điều chế tín hiệu trên đầu ra của bộ *MMT* theo cách *PWM* của tín hiệu được giải thích bởi những ưu điểm rõ ràng của hệ thống có dùng cách *PWM*, như: khả năng chống nhiễu cao khi truyền tín hiệu theo đường cáp; dễ dàng giải điều chế; tiêu thụ điện năng cho truyền tải tín hiệu là rất thấp; và v.v.

Các hệ thống có sử dụng *PWM* thuộc về lớp hệ thống, mà trong đó sự rời rạc hóa tín hiệu đầu vào liên tục được thực hiện theo thời gian. Kết quả là, tín hiệu điều chế hữu ích (*Useful Modulating Signal — UMC*) liên tục sẽ được thay thế bằng một chuỗi các mẫu, tức là được thay thế bằng một hàm lưới [6]. Tuy nhiên, để phân tích sâu hơn nhằm rút ra được kết luận về các tham số của tín hiệu trên đầu vào của bộ chuyển đổi đo lường, thì thực ra, chuỗi *PWM* không được sử dụng, mà sử dụng một thành phần hữu ích (*Useful Component — UC*) liên tục, thành phần này được trích xuất từ chuỗi và với độ chính xác nhất định cho hiển thị tín hiệu điều chế hữu ích liên tục. Theo nghĩa này, hệ thống với *PWM* thuộc về lớp hệ thống bán liên tục [5], tức là hệ thống có các tín hiệu đầu vào và đầu ra là các tín hiệu liên tục, trong khi các tín hiệu trung gian lại được rời rạc hóa. Trong lý thuyết hệ thống bán liên tục thì trọng tâm chính là nghiên cứu độ chính xác của việc tái tạo lại tín hiệu điều chế hữu ích *UMC* trên đầu ra của hệ thống.

Chúng tôi định nghĩa:

* Độ chính xác như một kết quả của phép đo sai lệch giữa tín hiệu đầu ra đo được so với giá trị thực của nó;

** Giá trị thực của tín hiệu đầu ra là tín hiệu trung gian liên tục $y_0(t)$, tín hiệu này khác với tín hiệu điều chế hữu ích liên tục $x(t)$ bởi một hệ số K.

Với định nghĩa này, độ chính xác của việc xác định thành phần hữu ích *UC*, có thể ước lượng bằng sai số trung bình bình phương

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{T}\int_0^T [Kx(t) - y_0(t)]^2 dt, \quad (1)$$

ở đây T — khoảng thời gian nghiên cứu;

$[Kx(t) - y_0(t)]$ — tín hiệu trên đầu ra của hệ thống.

Và, phù hợp với ý tưởng đề xuất, chúng tôi thu được:

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{T}\int_0^T [\Delta y(t)]^2 dt, \quad (2)$$

ở đây $\Delta y(t)$ — sự biến dạng của thành phần *UC* do rời rạc hóa.

Giải thích: độ chính xác của sự chuyển đổi được xác định bởi các đặc tính số của sự biến dạng của *UC*, tức, độ chính xác sẽ tùy thuộc vào hình dạng của *UMC*:

* Trong trường hợp, *UMC* là tín hiệu dòng điện một chiều, sự biến dạng này được xác định bằng tổng của tất cả các sóng hài có tần số rời rạc hóa là $m\omega_0$, ở đây ω_0 — tần số mang của bộ *PWM*;

** Trong trường hợp, *UMC* thay đổi theo quy luật điều hòa thì sự biến dạng được xác định, nói chung, là bằng tổng tất cả sóng hài có tần số mang $m\omega_0$; hoặc bằng tổng tất cả sóng hài (ngoại trừ sóng hài bậc thứ nhất) có tần số $p\omega_c$ của *UMC*; hoặc bằng tổng các thành phần kết hợp với tần số có dạng $(m\omega_0 + p\omega_c)$ trên đầu ra của bộ giải điều chế, cũng như vậy đối với thành phần hằng số và sự thay đổi biên độ của *UMC*.

Như vậy, trong khuôn khổ của cách tiếp cận phổ thì thước đo độ chính xác của việc tái tạo tín hiệu ở đầu ra có thể sử dụng hệ số biến dạng trung bình bình phương (*Root-mean-square Distortion Coefficient — RDC*) K_f, được xác định theo biểu thức [1]:

$$K_f = \frac{1}{\alpha_1}\left[\sum_{p=2}^{\infty}\alpha_p^2 + \sum_{m=1}^{\infty}\beta_m^2 + \sum_{mp=1}^{\infty}\gamma_{mp}^2\right]^{\frac{1}{2}} \quad (3)$$

ở đây α_p— biên độ sóng hài có tần số của *UMC*; β_m —biên độ các sóng hài tần số mang; γ_{mp} — biên độ của thành phần kết hợp; α_1 — biên độ của thành phần *UC*.

Cần lưu ý rằng, việc sử dụng *RDC* như là một thước đo chất lượng độ chính xác cho các hệ thống bán liên tục chỉ hợp lý (trong khuôn khổ của cách tiếp cận phổ) cho *UMC*

với phổ rời rạc trên đầu ra của hệ thống. Cách tiếp cận này cho phép ước lượng về (với tín hiệu đầu vào có dạng điều hòa): chất lượng; số lượng các biến dạng xuất hiện; cũng như độ chính xác và dải động của hệ thống đo lường với *PWM*.

3.1.2. SỰ BIẾN DẠNG KHI ĐIỀU CHẾ TÍN HIỆU ĐIỀU HÒA ĐẦU VÀO

Bài toán cần giải ngay lập tức cho việc phân tích hệ thống xung với cơ chế *PWM* là tìm kiếm biểu thức toán học cho phổ của chuỗi điều chế xung, mà từ biểu thức này dễ dàng tách ra được thành phần hữu ích; tạo nhiễu tương đương; và thu được các đặc tính độ chính xác cần thiết.

Như đã biết, các cách điều chế được đặc trưng bởi một số tham số nhất định, bao gồm:

*Điều chế theo độ sâu điều chế M;

*Điều chế theo tần số tín hiệu sóng mang ω_0;

*Điều chế theo tần số cực đại trong phổ của *UMC* ω_c;

*Điều chế theo hệ số tỷ lệ tần số $\mu = \omega_0/\omega_c$.

Do quá trình điều chế có tính phi tuyến tính (nguyên nhân là sự rời rạc hóa), nên việc phân tích sự biến dạng của tín hiệu hữu ích bằng cách tính toán phổ của chuỗi xung điều chế trên đầu ra của bộ điều chế là hợp lý.

Trong trường hợp, tín hiệu điều chế có tính tất định, chúng tôi giả định rằng, trên đầu vào của bộ điều chế có một tín hiệu điều hòa tác động với dạng

$$x(t) = U_c\, sin(\omega_c t + \varphi).$$

Trong quá trình điều chế tín hiệu điều hòa $x(t)$, phổ của nó bao gồm một thành phần với tần số ω_c được chuyển đổi thành một chuỗi xung điều chế $F(t)$, mà phổ của chuỗi này có thể chứa các thành phần sau: thành phần với tần số ω_c của *UMC*; thành phần với tần số $p\omega_c$; thành phần với tần số mang ω_0 và bội tần số $m\omega_0$ của nó; thành phần tần số kết hợp dạng $(m\omega_0 \pm p\omega_c)$, chúng tạo ra các dải tần số kết hợp bên trái và bên phải. Khi tái tạo thành phần hữu ích $y_0(t)$ từ chuỗi xung $F(t)$ thì thành phần với tần số ω_c được tách ra, trong khi các thành phần còn lại khác sẽ bị loại bỏ. Tuy nhiên, sự loại bỏ này chắc chắn không hoàn toàn, dẫn đến kết quả là thành phần *UC* khác với *UMC*.

Chúng tôi phân biệt các dạng biến dạng do quá trình điều chế tín hiệu điều hòa, gồm:

a) Biến dạng điều hòa, do tồn tại trong phổ $F(t)$ các thành phần với tần số $p\omega_c$, ở đây $p \geq 2$;

b) Biến dạng kết hợp, do tồn tại trong phổ $F(t)$ các thành phần với tần số $(m\omega_0 \pm p\omega_c)$, ở đây $m = 1, 2, \ldots, p = 0, 1, 2, \ldots$;

c) Biến dạng tần số, do sự phụ thuộc của hàm phổ $g(\omega_c)$ vào tần số trong dải tần số tín hiệu ω_c;

d) Biến dạng pha, do sự phụ thuộc của pha của thành phần *UC* trên đầu ra vào tần số của tín hiệu đầu vào.

Để ước lượng mức độ biến dạng của bốn biến dạng trên thì cần phải xác định phổ của tín hiệu điều chế. Tuy nhiên, bài toán tìm kiếm phổ là rất khó, ngay cả đối với tín hiệu điều chế điều hòa. Tính phức tạp của bài toán này được giải thích như sau: hàm $F(t)$ mô tả tín hiệu trên đầu ra của bộ điều chế, nói chung, không phải là hàm tuần hoàn và, được xác định trong khoảng thời gian vô hạn, nên không thể thực hiện phép tích phân một cách tuyệt đối. Vì vậy, lý thuyết chuỗi *Fourier* và phép tích phân không thể áp dụng trực tiếp vào trường hợp này. Việc xác định hàm trong một khoảng thời gian giới hạn là không thực tế, bởi vì đặc tính của phổ sẽ phụ thuộc nhiều vào độ dài của thời gian được chọn.

Tuy nhiên, trong lý thuyết phân tích phổ, có những phương pháp đặc biệt cho phép giải bài toán nêu trên. Trong đó có phương pháp biến dạng chuỗi xung hình chữ nhật [3]. Theo phương pháp này, giá trị của hàm chuỗi xung điều chế $F_0(t)$, mô tả chuỗi xung hình chữ nhật tuần hoàn được xác định

$$\begin{cases} F_0(t) = A, (\tau_1 + kT_0) < t < [\tau_2 + kT_0], \\ F_0(t) = 0, (\tau_2 + kT_0) < t < [\tau_1 + (k+1)T_0], \end{cases}$$

ở đây k — số thứ tự của xung; τ_1 và τ_2 — thời điểm bắt đầu và kết thúc của một xung trong các xung; T_0 — chu kỳ lặp lại của các xung.

Tại một thời điểm cố định, hàm $F_0(t)$ có thể có giá trị của một hàm không tuần hoàn

$$\begin{cases} \bar{F}_0(t) = A(t), [\tau_1(t) + kT_0] < t < [\tau_2(t) + kT_0], \\ \bar{F}_0(t) = 0, [\tau_2(t) + kT_0] < t < [\tau_1(t) + (k+1)T_0]. \end{cases} \quad (4)$$

Sự thay đổi bất kỳ nào của các tham số τ_1; τ_2; A, đều có nghĩa là có sự biến dạng của chuỗi xung tuần hoàn — hàm biến dạng $\bar{F}_0(t)$. Vì hàm chuỗi xung hình chữ nhật tuần hoàn $F_0(t)$ dễ dàng khai triển thành chuỗi *Fourier*:

$$F_0(t) = A\frac{\tau_2 - \tau_1}{T_0} + \\ + \sum_{m=1}^{\infty}\left[\frac{A}{m\pi}\sin m\omega_0\frac{(\tau_2 - \tau_1)}{2}\cos m\omega_0\left(t - \frac{\tau_2 - \tau_1}{2}\right)\right], \quad (5)$$

nên tại thời điểm bất kỳ nào thì hàm chuỗi xung hình chữ nhật biến dạng $\bar{F}_0(t)$ cũng khai triển được như:

$$\bar{F}_0(t) = A(t)\frac{\tau_2(t) - \tau_1(t)}{T_0} + \\ + \sum_{m=1}^{\infty}\left\{\frac{A(t)}{m\pi}\sin m\omega_0\frac{\tau_2(t) - \tau_1(t)}{2}\cos m\omega_0\left[t - \frac{\tau_2(t) - \tau_1(t)}{2}\right]\right\}. \quad (6)$$

Như vậy, bài toán tìm kiếm phổ của chuỗi xung hình chữ nhật điều chế sẽ được quy về bài toán tính chọn các hàm biến dạng $A(t)$; $\tau_1(t)$; và $\tau_2(t)$, và thực hiện thay các hàm biến dạng này vào chuỗi lượng giác (6). Việc tính chọn các hàm biến dang này được thực hiện sao cho, hàm chuỗi xung hình chữ nhật biến dạng $\bar{F}_0(t)$ kết hợp được với chuỗi xung hình chữ nhật tuần hoàn điều chế $F(t)$ đang được xem xét.

Chuỗi xung thu được từ kết quả của điều chế hai mặt (sườn trước và sườn sau của xung) theo thời gian, được mô tả bởi hàm

$$\begin{cases} F(t) = A, \ t_k < t < t_k^1 \\ \text{và} \\ F(t) = 0, \ t_k^1 < t < t_{k+1} \end{cases}, \quad (7)$$

ở đây t_k; t_k^1 $(k = 1, 2, 3, \ldots)$ — thời điểm bắt đầu và kết thúc của xung; A — biên độ của xung.

Để chuỗi biến dạng $\bar{F}_0(t)$ (6) kết hợp được với chuỗi $F(t)$ thì cần phải đặt $A(t) \equiv \mathrm{A}$. Ngoài ra, còn phải bảo đảm sự trùng nhau về thời điểm bắt đầu và kết thúc của các xung của cả hai chuỗi — điều chế và bị biến dạng, tức là, cần thực hiện các tỷ lệ sau:

$$\begin{cases} \tau_1(t_k) + kT_0 = t_k; \\ \tau_2(t_k) + kT_0 = t_k^1 \end{cases}. \quad (8)$$

Những điều kiện này cùng với điều kiện (7) cho t_k và t_k^1 sẽ xác định các tham số biến dạng $\tau_1(t)$ và $\tau_2(t)$.

Sau khi thay các tham số, hàm biến dạng $\bar{F}_0(t)$ sẽ trùng với hàm xác định (đã cho) $F(t)$ và biểu thức cuối cùng của hàm chuỗi xung hình chữ nhật tuần hoàn điều chế $F(t)$ có dạng sau:

$$F_0(t) = \bar{F}_0(t) = A(t)\frac{\tau_2 - \tau_1}{T_0} +$$

$$+\sum_{m=1}^{\infty}\frac{A(t)}{m\pi}\left\{\sin m\omega_0\left[t-\tau_1(t)\right]-\sin m\omega_0\left[t-\tau_2(t)\right]\right\}.$$

Với các điều kiện để $\bar{F}_0(t) = F_0(t)$, cho thấy rằng, $F(t)$ — hàm, mô tả chuỗi PWM trên đầu ra của bộ điều chế, cũng là chuỗi xung biến dạng được trình bày bởi biểu thức (6), mà các xung được được tính là có dạng hình chữ nhật, tức là khoảng thời gian τ_1 tăng sườn trước của xung và khoảng thời gian giảm τ_2 sườn sau của xung là vô cùng nhỏ so với độ dài thời gian τ của xung đó.

Giá trị t_k và t_k^1, được chúng tôi tính dựa trên các mối quan hệ sau:

$$t_k + \Delta\tau_m \sin(\omega_c t_k + \varphi) = t_0 + kT_0 - \frac{\tau_0}{2}, \quad (9)$$

$$t_k^1 - \Delta\tau_m \sin(\omega_c t_k + \varphi) = t_0 + kT_0 + \frac{\tau_0}{2}, \quad (10)$$

ở đây $0 \div t_0$ — pha ban đầu của chuỗi không điều chế; ω_c — tần số của tín hiệu đầu vào; φ — pha của tín hiệu đầu vào; τ_0 — độ dài thời gian của xung không điều chế; $\Delta\tau_m$ — khoảng dịch chuyển thời gian của xung: $\Delta\tau_m = \chi U_c$, — biên độ của tín hiệu đầu vào; $\chi = \mathrm{tg}\,\alpha_0$ — độ dốc của đặc tính điều chế; α_0 — góc của độ dốc của điện áp có hình dạng răng cưa.

Khi thực hiện điều kiện (7) cùng với thời điểm ban đầu t_k và thời điểm kết thúc t_k^1 của các xung của hai chuỗi — biến dạng (4) và điều chế hai mặt (7) — có tính đến (9) và (10), chúng tôi thu được:

$$\tau_1(t_k) = t_0 - \frac{\tau_0}{2} - \Delta\tau_m \sin(\omega_c t_k + \varphi), \quad (11)$$

$$\tau_2(t_k) = t_0 + \frac{\tau_0}{2} + \Delta\tau_m \sin(\omega_c t_k + \varphi). \quad (12)$$

Tính đến các ký hiệu được đề xuất, chúng tôi thu được biểu thức cho chuỗi xung điều chế $F(t)$ như là một hàm của các tham số biến dạng:

$$F(t) = \frac{A}{T_0}\left[\tau_0 + 2\Delta\tau_m \sin(\omega_c t + \varphi)\right] +$$

$$+\sum_{m=1}^{\infty}\frac{A}{\sin(\omega_c t + \varphi)}\left\{\sin m\omega_0\left[t - t_0 + \frac{\tau_0}{2} + \Delta\tau_m \sin(\omega_c t + \varphi)\right] -\right.$$

$$\left.-\sin m\omega_0\left[t - t_0 + \frac{\tau_0}{2} + \Delta\tau_m \sin(\omega_c t + \varphi + \pi)\right]\right\}.$$

Tính đến việc khai triển theo hàm *Bessel* và thực hiện các phép biến đổi lượng giác cần thiết cho hàm chuỗi xung điều chế $F(t)$, cuối cùng chúng tôi thu được hàm chuỗi xung điều chế $F(t)$:

$$F(t) = \frac{A\tau_0}{T_0} + \mathrm{AM}\sin(\omega_c t + \varphi) +$$

$$+\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{p=-\infty}^{\infty}\frac{2A}{m\pi}J_p(m\pi M)\sin\left[\frac{\pi}{2}(m-p)\right]\sin\left(\omega_{mp}t + \theta_{mp}^1\right), (13)$$

ở đây $M = 2\Delta\tau_m / T_0$ — độ sâu điều chế;

$J_p(\alpha)$ — hàm *Bessel* loại thứ nhất và có bậc là số nguyên $p(p = 0,\ \pm 1,\ ...)$; $\theta_{mp}^1 = p(\varphi + \pi) - m\omega_0 t_0$.

Trong trường hợp bộ PWM là kênh đơn, khi mà $2\tau_0 = T_0$, thì biểu thức cho phổ của chuỗi xung điều chế sẽ có dạng:

$$F(t) = \frac{A}{2} + AM\sin(\omega_c t + \varphi) +$$

$$+\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{p=-\infty}^{\infty}\frac{2A}{m\pi}J_p(m\pi M)\sin\left[\frac{\pi}{2}(m-p)\right]\sin\left(\omega_{mp}t + \theta_{mp}^1\right). (14)$$

3.2. GIẢI ĐIỀU CHẾ

Bài toán chính của giải điều chế là trích xuất tín hiệu gốc từ tín hiệu do bộ *PWM* tạo ra. Sai số xác định độ chính xác giải điều chế, nếu giả định kênh giao tiếp là lý tưởng, thì sai số giải điều chế sẽ chỉ phụ thuộc vào tham số điều chế; phương pháp điều chế; cũng như vào tham số của bộ giải điều chế.

Phương pháp tách trực tiếp thành phần *UC* nhờ bộ *LPF* là phổ biến nhất cho tất cả các hình dạng *PWM*.

Chúng tôi giả định rằng, băng thông cho phép của tín hiệu đầu vào $x(t)$ là $0 \div \omega_{\max}$, còn tín hiệu đầu vào chỉ là một sóng hài dạng $x(t) = U_{cm}\sin(\omega_c t \pm \psi)$. Khi này, trên đầu ra của bộ điều chế hoặc trên đầu vào của bộ *LPF*, phổ của chuỗi xung sẽ bao gồm các thành phần với tần số ω_c và $(m\omega_0 \pm p\omega_c)$.

Bởi vì $900\mathrm{rad}\omega_{\max} \le \omega_{li}/\mathrm{s}$, nên trên đầu ra của bộ *LPF* lý tưởng sẽ không chỉ có thành phần *UC* với tần số ω_c, mà còn có (logic hợp lý) tất cả các thành phần thỏa mãn bất đẳng thức (15)

$$\left|m\omega_0 - p\omega_c\right| \le \omega_{li}, \quad (15)$$

Suy ra, ngay cả việc sử dụng bộ *LPF* lý tưởng để thực hiện chức năng của bộ điều chế cũng sẽ dẫn đến sai số của giải điều chế và sai số này được gọi là sai số phương pháp.

Đối với bộ *LPF* vật lý với hàm truyền đạt $H(j\omega)$ thì trên đầu ra của bộ *LPF* sẽ tồn tại tất cả các thành phần phổ theo (14), nhưng với biên độ khác nhau, giá trị các biên độ này tùy thuộc vào đặc tính tần số-biên độ $\left|H(j\omega)\right|$. Biên độ sóng hài các thành phần kết hợp sẽ tỷ lệ thuận với

$$\left|H\left[j(m\omega_0 \pm p\omega_c)\right]\right|.$$

Tiếp theo, dựa theo biểu thức (3), hệ số biến dạng trung bình bình phương của *UMC* có thể viết ở dạng:

$$K_f = \frac{1}{\alpha_1}\sqrt{\sum_{m,p}\gamma_{mp}^2\left|H\left[j(m\omega_0 \pm p\omega_c)\right]\right|^2}. \quad (16)$$

Ngoài ra, trong dải tần của bộ *LPF* không lý tưởng sẽ xuất hiện biến dạng tần số, sự biến dạng kiểu này có thể đặc trưng bởi giá trị tuyệt đối của hiệu số

$$\left(1 - \left|H(j\omega)\right|\right).$$

Tuy nhiên, các biến dạng tần số này sẽ khác với hệ số biến dạng trung bình bình phương *RDC* (K_f), chúng có thể được

hiệu chỉnh bằng cách, hoặc tính chọn bộ *LPF* thích hợp; hoặc bằng bộ hiệu chỉnh tần số-biên độ, mà hàm truyền đạt danh định (còn gọi là chuẩn hóa hoặc định mức) $H_k(j\omega)$, sao cho, trong băng thông của bộ *LPF* thì

$$\left|H(j\omega)H_k(j\omega)\right|=1.$$

Hệ số *RDC* dễ dàng tính toán ở tần số chuẩn hóa $\Omega=\omega_c/\omega_{li}=1$ và thực hiện giải điều chế bằng cách sử dụng bộ *LPF* lý tưởng, dựa trên biểu thức (16) cho phổ của tín hiệu do bộ *PWM* tạo ra, vì trong trường hợp này chỉ những thành phần kết hợp nằm trong băng thông của bộ *LPF* mới được tính đến. Hệ số *RDC* được tính theo:

$$K_f=\frac{2}{\pi M}\left\{\sum_{m=1}^{2}\frac{1}{m^2}\sum_{p=\mu-1}^{\mu}J_p^2(m\pi M)\sin^2\frac{\pi}{2}(m-p)\right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (17)$$

Bản chất của sự phụ thuộc như thế là dễ giải thích, vì khi dùng bộ lọc tần số thấp LPF lý tưởng thì trong băng thông của nó chỉ có các thành phần kết hợp thứ k và thứ $(k+1)$ đi qua băng thông, ở đây k — số nguyên gần nhất và nhỏ hơn μ.

Chúng tôi xem xét ảnh hưởng của đặc tính của bộ *LPF* vật lý lên K_f. Trên đầu ra của bộ *LPF* vật lý sẽ tồn tại tất cả các thành phần (về lý thuyết) với tần số

$$(m\omega_0\pm p\omega_c),$$

bao gồm cả các thành phần có tần số $m\omega_0$, với các biên độ khác nhau được xác định bởi đặc tính tần số-biên độ của bộ *LPF*. Sử dụng biểu thức (14), chúng tôi thu được công thức (18) để tính toán K_f khi sử dụng bộ *LPF* với đặc tính tần số-biên độ thực $\left|H(j\omega)\right|$:

$$K_f=\left\{\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{p=-\infty}^{\infty}\left[\frac{2}{m\pi M}J_p(m\pi M)\sin\left(\frac{\pi}{2}(m-p)\right)\right]^2 \text{g}\left|\frac{H(j\omega_{mp})}{H(j\omega_c)}\right|^2\right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (18)$$

Trên thực tế thì phép xấp xỉ phổ biến nhất cho bộ *LPF* là đa thức *Butterworth* bậc n, khi này đặc tính tần số-biên độ chuẩn hóa của bộ *LPF* có dạng (19) [2].

$$\left|H(j\Omega)\right|^2=\frac{1}{(1+\Omega)^{2N}}. \quad (19)$$

Trong thực tế, việc tính toán K_f thường thực hiện với chấp nhận $\omega_{\max}=\omega_{li}$, ở đây ω_{li} — tần số, mà tại giá trị đó thì mức tín hiệu giảm đi $\sqrt{2}$ lần, và chỉ tính đến hai số hạng với $m=1,\ 2$.

Khi này, biểu thức (18) có thể viết lại dưới dạng (20):

$$K_f=\frac{2}{\pi M}\left\{K_c\sum_{m=1}^{2}\frac{1}{m^2}\left\{\sum_{p=l}^{l}\left[\frac{J_p^2(m\pi M)}{K_{mp}}\right]\sin^2\left[\frac{\pi(m-p)}{2}\right]+ +\frac{J_0^2(m\pi M)\sin^2\left(\frac{\pi M}{2}\right)}{K_0}\right\}\right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (20)$$

Trong biểu thức (20), sự đóng góp của thành phần thứ l được tính chọn sao cho nhỏ hơn độ chính xác được chỉ định với tính toán của nó là $\delta=0{,}1\%$.

Các hệ số $K_0;\ K_c;\ K_{mp}$ có dạng [2]:

$$\begin{cases}K_0=1+(m\mu)^{2N};\\ K_c=1+\Omega^{2N};\\ K_{mp}=1+(m\mu+p\Omega)^{2N}\end{cases}. \quad (21)$$

Đối với trường hợp $\Omega=1$, thì các hệ số này được tính như sau:

$$K_0=1+(m\mu)^{2N};\quad K_c=2;\ K_{mp}=1+(m\mu+p\Omega)^{2N} \quad (22)$$

Các công thức (20) và (22) cho phép tính toán và phân tích sự phụ thuộc của của K_f vào $\mu;\ M;\ N$ và tối ưu hóa sự tính chọn các tham số được chỉ định.

4. THẢO LUẬN KẾT QUẢ NGHIÊN CỨU

4.1. KẾT QUẢ LUẬN GIẢI CHO ĐIỀU CHẾ

Phân tích biểu thức cuối cùng (13) — hàm chuỗi xung điều chế $F(t)$, có thể có nhận xét:

a) Biên độ của thành phần *UC* tỷ lệ thuận với độ sâu điều chế M;

b) Cường độ của các thành phần kết hợp tăng lên khi độ sâu điều chế tăng;

c) Biến dạng tần số không tồn tại, bởi vì biên độ của thành phần *UC* không phụ thuộc tần số ω_c;

d) Biến dạng pha không tồn tại, bởi vì pha θ_c^1 của thành phần *UC* không phụ thuộc tân số ω_c.

Đối với trường hợp bộ *PWM* đang xem xét là kênh đơn, khi đó có $2\tau_0=T_0$, thì các thành phần kết hợp với tần số $(m+p)=2k$, ở đây $k=0,\ \pm1,\ \ldots$, nói chung là không tồn tại và biểu thức cho hàm chuỗi xung điều chế sẽ là (14). Điều này cho phép thực hiện giảm biến dạng của tín hiệu khi giải điều chế.

4.2. KẾT QUẢ LUẬN GIẢI CHO GIẢI ĐIỀU CHẾ

Phân tích so sánh các sự phụ thuộc này với sự phụ thuộc thu được khi sử dụng bộ *LPF* lý tưởng, chúng tôi rút ra các nhận xét:

a) Việc tính đến các đặc tính thực tế của bộ lọc sẽ làm cho sự phụ thuộc $K_f(\mu)$ trở nên mượt mà hơn, tức là, không xuất hiện sự gián đoạn;

b) Cũng giống như bộ *LPF* lý tưởng, giá trị của K_f sẽ tăng với sự tăng độ sâu điều chế và sẽ giảm với sự tăng hệ số tỷ lệ tần số μ.

Như vậy, bằng cách sử dụng một họ sự phụ thuộc $K_f(M,\mu)$ và xác định trước độ chính xác cần thiết của giải điều chế, có thể xác định giá trị độ sâu điều chế M cho phép, mà giá trị này sẽ quyết định dải động của bộ *MMT*, các giá trị μ cũng vậy, ở tần số mang ω cho trước thì các giá trị μ quyết định tần số cực đại trong phổ của tín hiệu đang nghiên cứu, tức là, dải tần số của bộ *MMT*.

5. KẾT LUẬN

Kết quả của việc phân tích các yếu tố ảnh hưởng đến độ chính xác của *MMT* đã chứng minh được việc chọn cách *PWM* cho tín hiệu đầu ra của bộ *MMT* là hợp lý.

Việc sử dụng hệ số K_f làm thước đo độ chính xác của việc tái tạo tín hiệu trên đầu ra của bộ giải điều chế được đề

xuất là phù hợp và được chứng minh tính đúng; tính chính xác.

Thu được biểu thức cho phổ của chuỗi xung điều chế của tín hiệu trên đầu ra bộ điều chế, cho phép ước lượng tốt sự ảnh hưởng của các tham số của bộ điều chế lên các đặc tính biên độ và tần số của tín hiệu đầu ra của bộ giải điều chế.

Sử dụng bộ *LPF* lý tưởng và bộ lọc *Butterworth* bậc 3 làm bộ giải điều chế sẽ cho phép thu được các biểu thức cho hệ số K_f của tín hiệu đầu ra của cảm biến.

Các phụ thuộc $K_f(\mu)$ và $K_f(M,\mu)$ cho phép thực hiện tính chọn tối ưu các tham số của bộ điều chế và qua đó xác định được dải động và dải tần số của bộ *MMT*.

6. TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] **Булгаков А. А**. Исследование квазинепрерывных систем. М.: Наука, 1973. 104 с.

[2] **Гоноровский И. С**. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Советское радио, 1977. 608 с.

[3] **Кловский Д. Д**. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.

[4] **Мисеюк О. И**., **Нгуен Т. Д**. Анализ факторов, определяющих пороговую чувствительность датчиков напряженности электрического поля с магнитомодуляционным преобразователем // Альманах современной науки и образования. 2016. № 6 (108). С. 62-67.

[5] **Розенблат М. А**. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. М.: Наука, 1974. 768 с.

[6] **Цыпкин Я. З**. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963. 968 с.