

POLSKA AKADEMIA NAUK
KOMITET ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

KWARTALNIK
ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

ELECTRONICS AND
TELECOMMUNICATIONS
QUARTERLY

TOM 43 — ZESZYT 2



WYDAWNICTWO NAUKOWE PWN
WARSZAWA 1997

RADA REDAKCYJNA

Przewodniczący

prof. dr hab. inż. ALFRED ŚWIT
członek rzeczywisty PAN

Członkowie

prof. dr hab. inż. DANIEL JÓZEF BEM — czł. koresp. PAN, prof. dr hab. inż. MICHAŁ BIAŁKO — czł. koresp. PAN, prof. dr hab. inż. STEFAN HAHN — czł. koresp. PAN, prof. dr inż. ANDRZEJ HAŁAS, prof. dr inż. ZDZISŁAW KACHLICKI, prof. dr hab. inż. WŁADYSŁAW MAJEWSKI, prof. dr hab. inż. JÓZEF MODELSKI, prof. dr inż. JERZY OSIOWSKI, prof. dr inż. WITOLD ROSIŃSKI — czł. rzecz. PAN, prof. dr hab. inż. STEFAN WĘGRZYN — czł. rzecz. PAN, prof. dr hab. inż. WIESŁAW WOLIŃSKI — czł. koresp. PAN, prof. dr inż. ANDRZEJ ZIELIŃSKI, prof. dr inż. MARIAN ZIENTALSKI

REDAKCJA

Redaktor Naczelny

prof. dr hab. inż. WIESŁAW WOLIŃSKI

Zastępca Redaktora Naczelnego

doc. dr inż. KRYSTYN PLEWKO

Sekretarz Odpowiedzialny

mgr KRYSTYNA LELAKOWSKA

ADRES REDAKCJI

00-665 Warszawa, ul. Nowowiejska 15/19 Politechnika, pok. 470
Instytut Telekomunikacji, Gmach im. prof. JANUSZA GROSZKOWSKIEGO

Dyżury Redakcji: środy i piątki, godz. 14–16
tel/fax (0-22) 660 77 37, 25 29 18+ aut. sekr.

Telefony domowe: Redaktora Naczelnego: 12 17 65
Zastępcy Red. Naczelnego: 826 83 41
Sekretarza Odpowiedzialnego: 25 29 18

WYDAWNICTWO NAUKOWE PWN
Warszawa, ul. Miodowa 10

Ark. wyd. 8,75	Ark. druk. 7,50	Podpisano do druku w sierpniu 1997 r.
Papier offsetowy kl. III 70 g. B-1		Druk ukończono we wrześniu 1997 r.

Skład: *Amel*, Warszawa

Druk i oprawa: Drukarnia Braci Grodzickich, Żabieniec, ul. Przelotowa 7

Szanowni Autorzy

„Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji — Electronics and Telecommunication Quarterly” jest kontynuatorem tradycji powstałego 43 lata temu kwartalnika pt. „Rozprawy Elektrotechniczne”. „Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji — czasopismo Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji Polskiej Akademii Nauk — wydawany jest przez Wydawnictwo Naukowe PWN.

Kwartalnik jest czasopismem naukowym, na którego łamach są publikowane artykuły i komunikaty prezentujące wyniki oryginalnych oraz przeglądowych prac teoretycznych i technicznych związanych z szeroko rozumianymi dziedzinami współczesnej elektroniki i telekomunikacji.

Wszystkie publikowane w Kwartalniku artykuły są recenzowane przez wybitnych krajowych specjalistów, co zapewnia, że publikacje te są uznawane jako autorski dorobek naukowy. Opublikowanie w Kwartalniku wyniku prac naukowych, badawczych i technicznych zrealizowanych w ramach „GRANTÓW” Komitetu Badań Naukowych, spełnia więc jeden z wymogów stawianych tym pracom.

Czasopismo dociera do wszystkich zajmujących się elektroniką i telekomunikacją krajowych ośrodków naukowych oraz technicznych i do wielu instytucji zagranicznych. jest ponadto prenumerowane przez liczne grono specjalistów.

Spełniając życzenia Autorów i Czytelników Redakcja stara się o zwiększenie prenumeraty zagranicznej i preferuje artykuły pisane w języku angielskim. W związku z tym, streszczenia w językach polskim i angielskim powinny być obszerne — do 60 wierszy — i dawać jasny pogląd na tezy i wyniki prac opisanych w artykule.

Każdy Autor otrzymuje bezpłatnie 20 egzemplarzy nadbitek swojego artykułu, co ułatwia przesłanie tej publikacji do indywidualnie wybranych przez Autora osób i instytucji w kraju lub za granicą.

Nadsyłane do redakcji artykuły są publikowane w terminie około pół roku, w przypadku sprawnej współpracy Autora z redakcją. Wytyczne dla Autorów dotyczące formy publikacji są zamieszczone w zeszytach Kwartalnika. Można je także otrzymać w siedzibie redakcji.

Artykuły można dostarczać osobiście lub pocztą pod adresem zamieszczanym na stronie redakcyjnej w każdym zeszycie.

Redakcja

A self tuning controller for unstable models

SIREESH KUMAR PANDEY

Instytut Cybernetyki Technicznej, Politechnika Wrocławska

Received 1997.01.15

Authorized 1997.04.

Real industrial processes can never be modelled perfectly as simple as the linear first and second order systems. They have such marked characteristics as high-order, dead-time, nonlinearity etc., and may be affected by noise, load disturbance and other ambient conditions that cause parameter variation and sudden model structural change. The existing theories can no longer provide systematics and robust tuning laws for these complex situations. An adaptive fuzzy controller can able to handle the complex situations and variety of non-linearities even when subject to random disturbances. The method presented in this paper evaluates the trend of the controlled process output to detect the possible deviation from the original model and in this manner, stabilize the given unstable process.

Keywords: Self-tuning fuzzy controller, scaling factors, tuning rule, membership function, adaptive control.

1. INTRODUCTION

A fuzzy control system is a real-time expert system, implementing a part of human operator's or process engineer's expertise which does not lend itself to being easily expressed in PID-parameters or differential equations but rather in situation/action rules. For example

if room temperature is *high* and environmental temperature is *slightly increasing* **then** energy supply is *medium negative*.

The operator intuitively regulates the executor to control the process by watching the error and the change rate of the error between the system's output and the set-point value. Usually fuzzy control rules are constructed by summarizing the manual control experiences of an operator who has been controlling the industrial process skillfully and successfully.

If a good and exact model of the given system is available, it is not a big problem to realize a PID-controller that will work pretty well. In the presence of substantial

parameter changes, however, or major external disturbances, PID-systems usually are faced with a trade-off between fast reaction with significant overshoot or smooth but slow reactions, or they even run into problems in stabilizing the system at all. In this paper, fuzzy control adaptive system offers way to implement simple but robust situations that cover a wide range of system parameters for unstable systems. The adaptive controller, which monitors its own performance and adjust its control mechanism to improve performance for slowly time-varying processes. The whole controlling process is automatically adjusted on-line in response to the varying control situation with certain updating scheme.

We can say that the fuzzy control systems are essentially nonlinear systems, and therefore, the knowledge of the dynamic behaviour of the process to be controlled is normally poor. Thus, the performance of the closed-loop system is improved by modifying the fuzzy rules which sum up people's common sense and experience.

2. FUZZY KNOWLEDGE BASED CONTROLLERS DESIGN PARAMETERS

The structure of fuzzy control adaptive system include scaling factors, fuzzification and defuzzification methods, rule base and membership function construction and representation.

2.1. Fuzzification module: The fuzzification module performs the following functions:

- performs a scale transformation (i.e. an input normalization) which maps the physical values of the current process state variables into a normalized universe of discourse (normalized domain). It also maps the normalized value of the control output variable into its physical domain (output denormalization). When a non-normalized domain is used then there is no need for this process.
- performs the so called fuzzification which converts a point-wise (crisp), current value of a process variable into a fuzzy set, in order to make it compatible with the fuzzy set representation of the process state variable in the rule-antecedent.

2.2. Knowledge base: The knowledge base of fuzzy controller consists of a data base and a rule base. The basic function of the data base is to provide the necessary information for the proper functioning of the fuzzification module, the rule base, and the defuzzification module. This information includes:

- fuzzy sets (membership function) representing the meaning of the linguistic values of the process state and control output variables.
- physical domains and their normalized counterparts together with the normalization/denormalization (scaling) factors.

2.3. Defuzzification module: The defuzzification module performs the following functions:

- performs the so-called defuzzification which converts the set of modified control output values into a single point-wise value.
- performs an output denormalization which maps the point-wise value of the control output onto its physical domain. If non-normalized domains are used then there is no need for this process.

2.4. Choice of variables and content of rules: Generally, in the most cases, the process state variables representing the contents of the rule-antecedent (*if-part* of a rule) are selected amongst:

- error, denoted by $e(k) = y_{sp} - y(k)$,
- change-of-error, denoted by $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$,
- sum-of-errors, denoted by δe .

The control output (process input) variables representing the contents of the rule-consequent (*then-part* of a rule) are selected amongst

- control output, denoted by u ,
- change-of-control output, denoted by $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$.

In the above relations, y_{sp} stays for desired process output or set-point; y is the process output variable (control variable); k is the sampling time.

In the presented paper, the process state variables representing the contents of the "*if-part* of a rule" are taken as:

- approximation error, denoted by Q ,
 - change-of-approximation error, denoted by $\Delta Q(t) = Q(t) - Q(t-1)$
- where, t is the sampling time.

The control output (process input) variables representing the contents of the "*then-part* of a rule" are taken as:

- gain coefficient of the controller PI , denoted by k_p ,
- integration coefficient of the controller PI , denoted by k_i .

2.5. Choice of membership function: The most popular choices for the shape of the membership function include triangular, trapezoidal and bellshaped functions which are shown in Fig. 1.

It is observed that the parametric, functional description of the triangular shaped membership function is the most economic one. This explains the predominant use

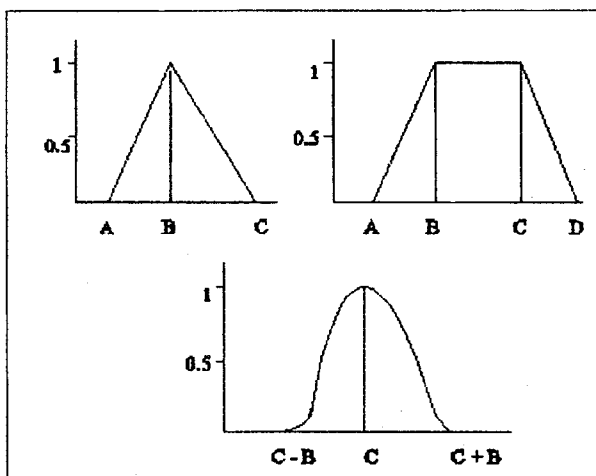


Fig. 1. The membership functions

of this type of membership functions. The shape of the membership does not play a significant role, but trapezoidal function are responsible for a slower rise time.

2.6. Choice of defuzzification procedure: The six most often defuzzification methods used in fuzzy technique are:

1. Center-of-Area/Gravity defuzzification
2. Center-of-Sums defuzzification,
3. Height defuzzification,
4. Center-of-Largest-Area defuzzification,
5. First-of-Maxima defuzzificatio,
6. Middle-of-Maxima defuzzification.

The most comon defuzzification procedure is the Center-of-Area method:

$$u^* = \frac{\sum_{i=1}^l u_i \mu(u_i)}{\sum_{i=1}^l \mu(u_i)} = \frac{\sum_{i=1}^l u_i \max_k \mu_{CLU(k)}(u_i)}{\sum_{i=1}^l \max_k \mu_{CLU(k)}(u_i)} \quad (1)$$

Also, the Height method is both a very simple and very quick method given as:

$$u^* = \frac{\sum_{k=1}^m c^{(k)} f_k}{\sum_{k=1}^m f_k} \quad (2)$$

where f_k is the height.

3. AN ADAPTIVE FUZZY KNOWLEDGE BASED CONTROLLER EXAMPLE

Firstly, I would like to define some terms used in this paper. The "standard model" is the process having non-varying parameters with respect to the time.

$$G(s) = b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s^1 + b_0. \quad (3)$$

The "real object" is the process having varying parameters with respect to the time due to some noises etc.

$$G'(s) = b_m(t) s^m + b_{m-1}(t) s^{m-1} + \dots + b_1(t) s^1 + b_0. \quad (4)$$

The *standard model* is to be used for regulating the controller in the presented adaptive fuzzy knowledge based controller. The response of input signal for this *standard model* is to be compared with the response for the *real object*. The deviation between these two signals has been identified and the function Q used to define the fuzzy rules and after the defuzzification, the obtained value (signal) is used to actuate the process by regulating the parameters of controller which is connected to the fuzzy part. The diagram for the whole process is presented in the Fig. 2. The two controllers *PI* have their contribution in the process diagram shown in the Fig. 2.

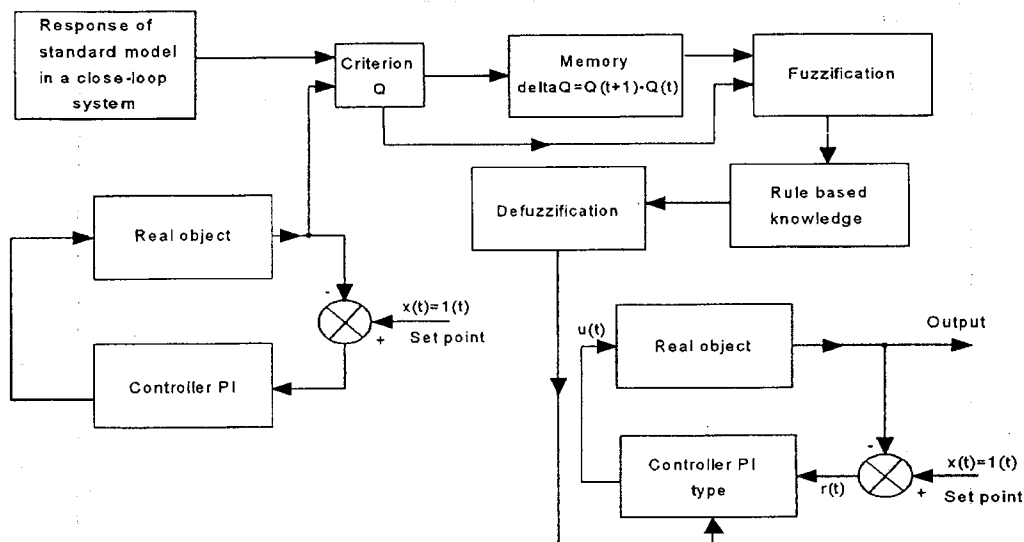


Fig. 2. The process diagram for the presented process

The one controller has the fixed control coefficients k_p and k_i in a closed-loop system with *real object* and the other one has the varying control coefficients k_p and k_i which are the output of the fuzzy logic. The criterion Q used in the Fig. 2 known as the approximation-error and may be, for example, defined as:

$$Q' = \sqrt{\int_0^T [(y_{\text{ideal object}}(\tau) - y_{\text{real object}}(\tau))^2 d\tau}, \quad (5)$$

where T = time in which process approaches the stable state.

$$Q = \log_{10} Q'. \quad (6)$$

Let us consider Strayes model (with additional parameter) which is generally used in automatics. The mathematical model for the process has been taken as follows:

$$G_0(s) = \frac{1}{(s+a)^2(s-0.1)} = \frac{1}{(s+1)^2(s-0.1)}. \quad (7)$$

In this example, a *PI* (Proportional – Integration) controller is used as a follow-up the fuzzy controller. This *PI* controller takes $r(t)$ and the output of the fuzzy part, as its inputs, and produces the final control signal $u(t)$ as its output. The *PI* relationship between $u(t)$ and $r(t)$ can be given as:

$$u(t) = k_p r(t) + k_i \int r(t) dt, \quad (8)$$

where, k_p , k_i are two adjustable coefficients and the input signal is $1(t)$. To achieve

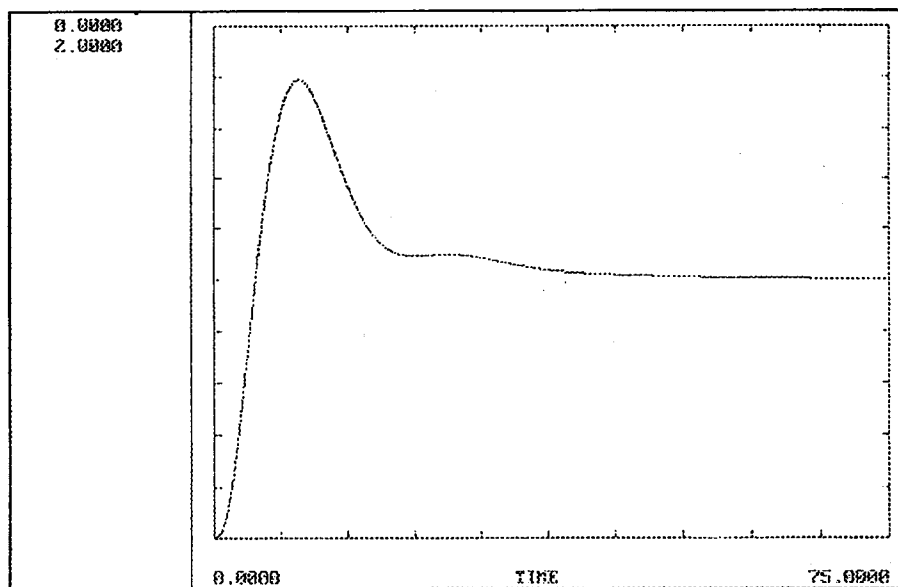


Fig. 3. The step response of PI type control system for the process in equ. (7)

a desired response, we have to tune the parameters of the controller PI and in this manner, we also minimize the criterion Q .

The given process is stable for the parameters $k_p \in <0.2; 1.4>$ and $k_i \in <20; 150>$ in a closed-loop system. The optimal parameters (i.e. the criterion Q is minimum) for the original model given in the equ. (7) are:

$$k_p = 0.35, \quad k_i = 20. \quad (9)$$

Consider that the process is running ideally and in that case, the coefficients k_p and k_i in the controller PI , which is connected with the fuzzy part has the values as given in equation (9).

Now, considering due to some reasons (noises, load disturbance etc.), there is a sudden parameter variation in the process, i.e. the parameter "a" in the given process jumps to a new value and our process is no more working ideally as we can get an unstable process. Therefore, we have to adjust the optimal coefficients in the controller PI connected to the fuzzy part for the new (changed) parameters of the model in order to stabilize the process. Let us consider that due to noises or load disturbances, the parameter "a" in the given process changes its value from 1 to 0.5.

$$G_{0 \text{ changed}}(s) = \frac{1}{(s+a)^2(s-0.1)} = \frac{1}{(s+0.5)^2(s-0.1)}. \quad (10)$$

This changed process is stable for the parameters $k_p \in <0.03; 10.12>$ and

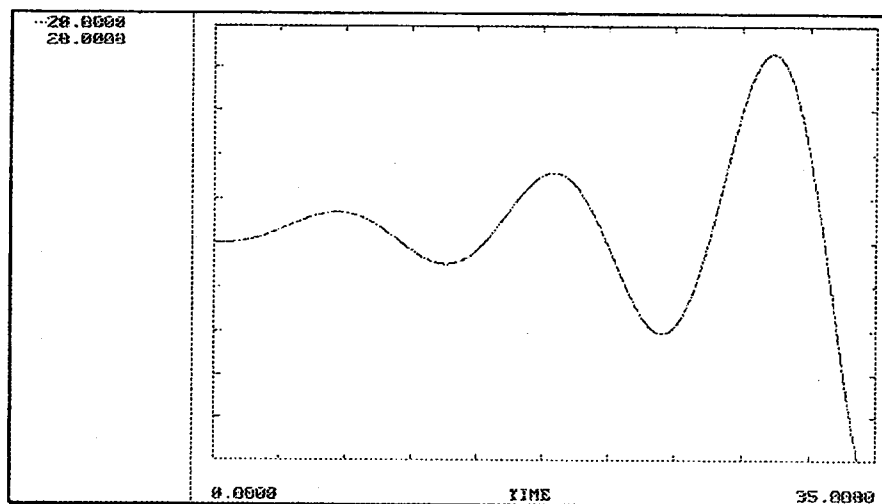


Fig. 4. The step response of PI type control system for the process equation (10)

$k_i \in <50; \infty>$. The approximation error Q , given in the equation (6), will be (for $t = 200$ units of time and time-step integration = 0.01 units of time)

$$Q = 2.56.$$

Hence, it is obvious from the Fig. 4 that the changed process is no more stable for the parameter $k_p = 0.35$ and $k_i = 20$ initially adjusted for the original model which is presented in the equation (7). The approximation error Q' depends upon the parameter "a" in the following manner as shown in Fig. 5. Approximation error Q' has been calculated for the different values of the varying parameter "a" in the process for the constant control coefficients $k_p = 0.35$ and $k_i = 20$ in a closed-loop system. The simulation observation has been provided for the time $t = 200$ units of time and time-step integration = 0.01 units of time.

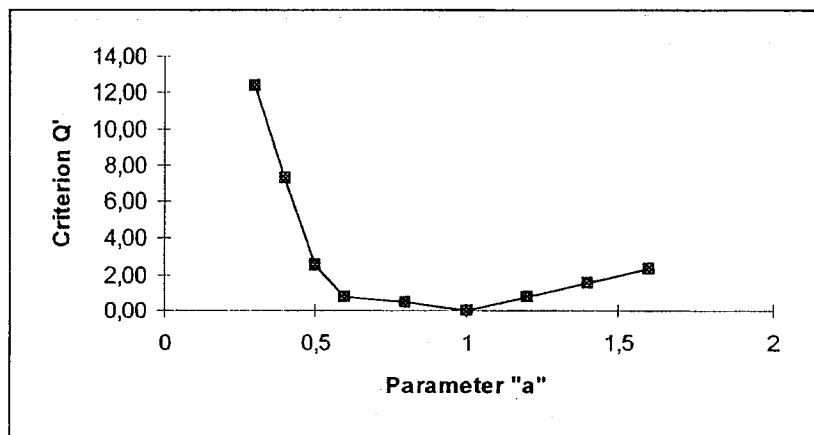
We can conclude from the above Fig. 5 that the criterion Q' has the parabolic nature with respect to the parameter "a" of the process.

$$Q' = f(a) = b_m a^m + b_{m-1} a^{m-1} + \dots + b_1 a^1 + b_0. \quad (11)$$

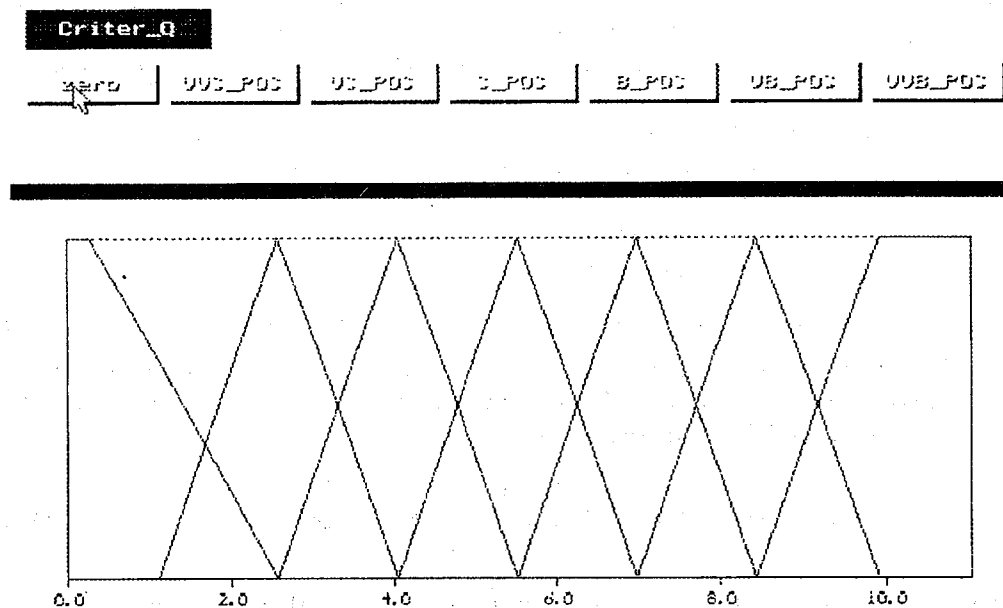
Therefore, every value of criterion Q belongs to the two values of parameter "a" in the process. So there is a need to define a new function so the system can be able to predict the nature of the changing process.

$$\Delta Q' = Q'(t+1) - Q'(t) = \begin{cases} -ve & ; a < 1 \\ 0 & ; a = 1 \\ +ve & ; a > 1 \end{cases} \quad (12)$$

where $t = 200$ units of time and time-step integration = 0.01 units of time. which will be helpful to define the fuzzy *if-then* rules.

Fig. 5. Graph between parameter "a" and criterion Q'

Membership functions: The decision on the shapes of the membership functions are largely ad hoc, and based on the insights in the natures of the underlying non-fuzzy variables and the control problems at hand. The membership functions for the criterion Q and the change rate of Q i.e. ΔQ are shown in Fig. 6 and Fig. 7 respectively. As well as the membership functions for the adjustable parameter k_p and k_i are shown in Fig. 8 and Fig. 9 respectively.

Fig. 6. Membership function for the criterion Q'

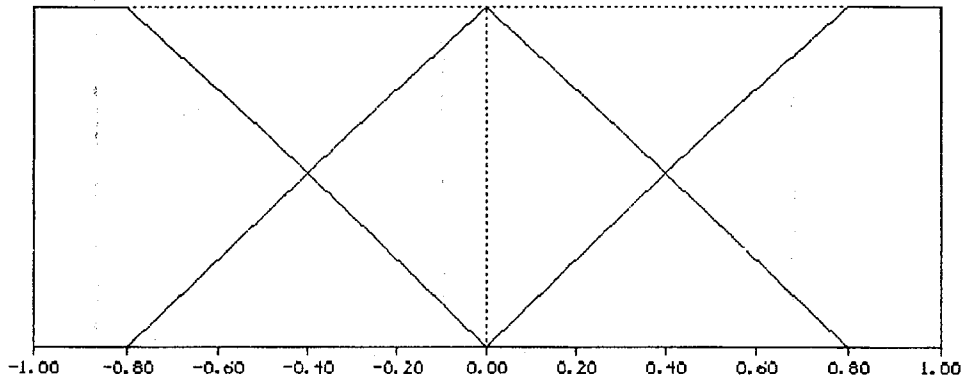
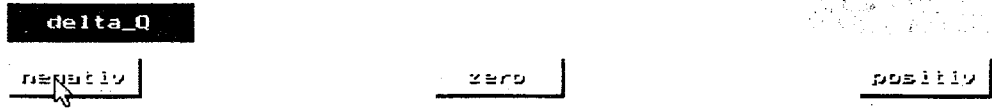


Fig. 7. Membership function for the criterion ΔQ

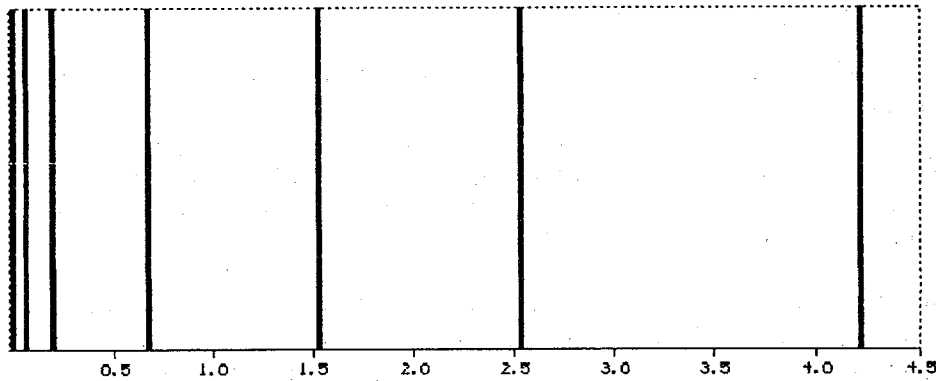
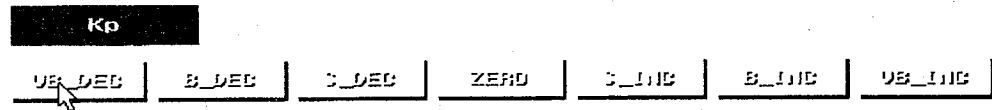


Fig. 8. Membership function for adjustable parameter k_p for the controller

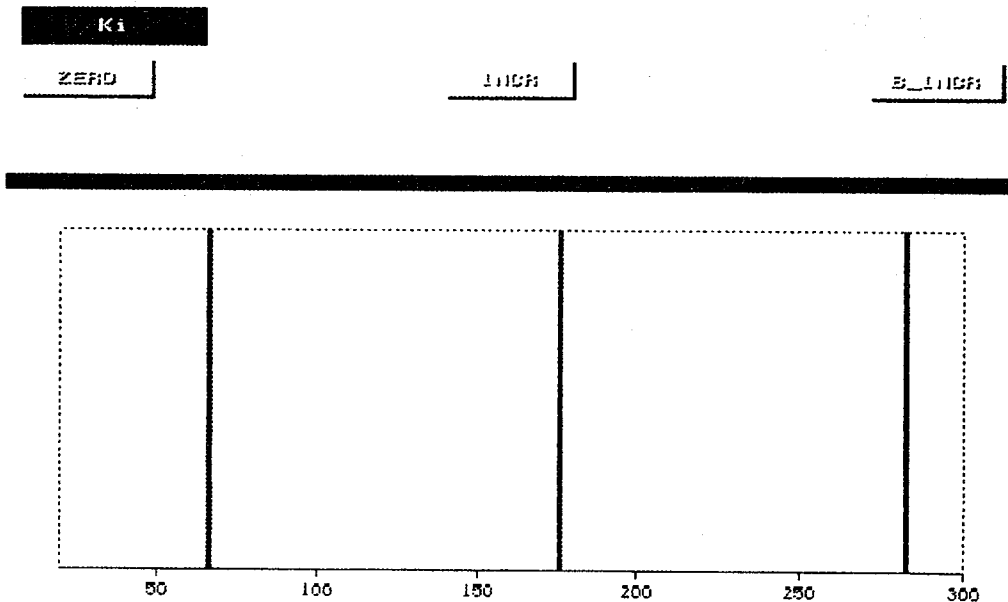


Fig. 9. Membership function for adjustable parameter k_i for the controller

Fuzzification and defuzzification: In the fuzzification part, the relation between the criterion Q and parameter "a" has been used, as shown in Fig. 5, to define the fuzzy rules. The parameter k_p and k_i are the adjustable parameters of the controller PI , connected with the fuzzy part, depending upon the relation between criterion Q and parameter "a" of the process.

Criterion $Q = \{\text{ZERO, VVS_POS, VS_POS, S_POS, B_POS, VB_POS, VVB_POS}\}$

$\Delta Q = \{\text{NEGATIVE, ZERO, POSITIVE}\}$

$k_p = \{\text{VB_DEC, B_DEC, S_DEC, ZERO, S_INC, B_INC, VB_INC}\}$

$k_i = \{\text{ZERO, INCR, B_INCR}\}.$

The following Table 1 shows *if-then* rules which are defined for the given process in equation (7):

It is very essential to reverse the operation of the fuzzifying process. The defuzzification can be done with the help of Height method given in equation (2). The defuzzified control signal is simply provided to the controller PI to adjust its parameters k_p and k_i .

Simulation analysis: Since the controller is required to operate on-line, the choice of the sampling rate is influenced by the time constant of the plant as well as the amount of time needed to complete the control signal. Therefore, the sampling cycle in the simulation for the presented process (equation 7) is taken 0.1s. The simulation

Table 1

“if-then” rules for the process in the equation (7)

Criterion Q	zero	zero	vvs_pos	vvs_pos	vs_pos	vs_pos	s_pos
Delta Q	negativ	positiv	negativ	positiv	negativ	positiv	negativ
Gain k_p	s_dec	zero	b_dec	s_inc	b_dec	b_inc	b_dec
integral k_i	zero	zero	b_incr	b_incr	incr	b_incr	incr

Criterion Q	s_pos	b_pos	b_pos	vb_pos	vb_pos	vvb_pos
Delta Q	positiv	negativ	positiv	negativ	positiv	negativ
Gain k_p	vb_inc	b_dec	vb_inc	vb_dec	vb_inc	vb_dec
integral k_i	b_incr	incr	b_incr	incr	b_incr	incr

Criterion Q	vvb_pos	zero				
Delta Q	positiv	zero				
Gain k_p	vb_inc	zero				
integral k_i	b_incr	zero				

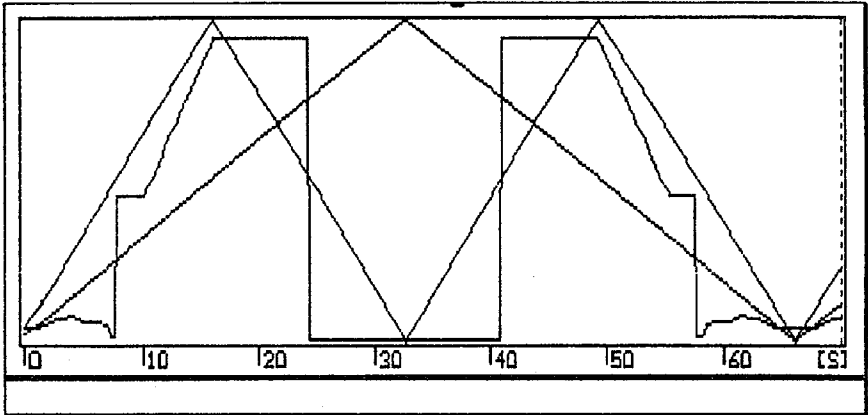


Fig. 10. Simulation analysis for the adjustable parameter k_p

results for the adjustable parameter k_p and k_i are shown in the following Figs 10 and 11 respectively.

where, the shape “ΛΛ” in Figs. 10 and 11 denotes change rate of ΔQ and the shape “Λ” in Figs. 10 and 11 denotes change rate of criterion Q .

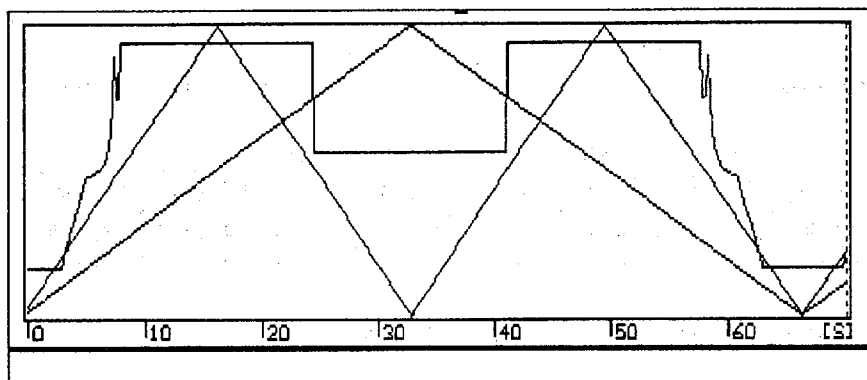


Fig. 11. Simulation analysis for the adjustable parameter k_i

The adjustable parameters k_p and k_i calculated by the fuzzy part for the given changed process (due to load disturbances, noises etc.), presented in equation 10, are:

$$k_p = 0.0820; \quad k_i = 281.65 \text{ for the criterion } Q = 2.56 \text{ and } \Delta Q = -ve.$$

Hence, it can be seen that the adaptive fuzzy technique can successfully cope with the processes having time-varying coefficients.

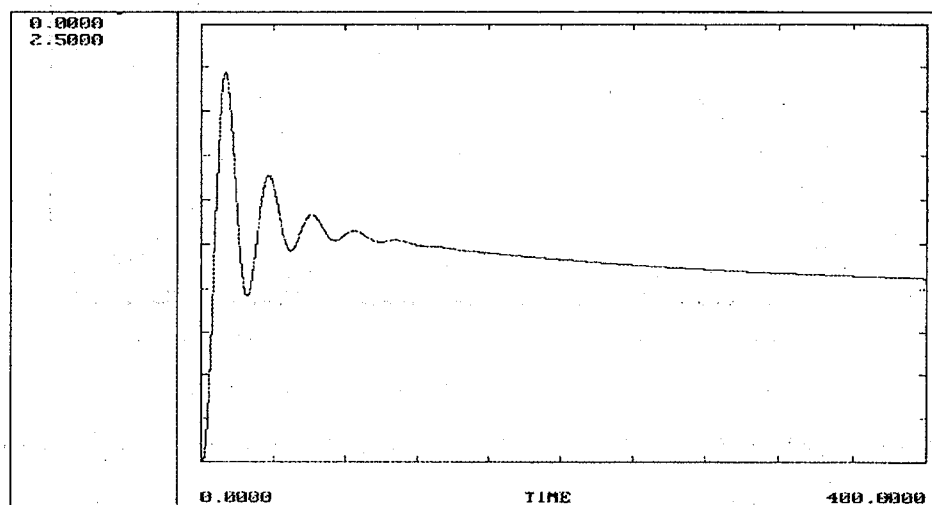


Fig. 12. The step response of PI type and fuzzy control system for the process in equ. (10)

4. CONCLUSIONS

The fuzzy adaptive controller, which monitors its own performance and adjust its control mechanism to improve the performance for slowly time-varying and unknown plants, is introduced to deal with this problem.

The simulation results presented in this paper prove that it is possible to control various dynamic plants, even those found hard to be controlled by conventional means. These simulation results also suggest that the control system successfully cope with the sudden change in the parameters (due to noises etc.) of the process. The whole controlling process is automatically adjusted on-line in response to the varying control situations with certain updating scheme.

Simulation analysis, presented in this paper, shows that adaptive fuzzy technique has a performance slightly superior to that of a *PI* (PID) controller when noise was present and the process has time-varying coefficients as well as pronounced non-linear characteristics. A fuzzy controller, due to its structure, has a greater degree of freedom in achieving self-tuning. A fuzzy controller composed of control rules of conditional linguistic statements on the relationship between input and output variables has the enticing advantages to emulate the behaviour of a human operator and to deal with model uncertainty. Thus this can be said that fuzzy control is based on a set of fuzzy rules which sum up people's common sense and experience. The rules are linguistic statements expressed mathematically through the concepts of fuzzy sets and correspond the action of a human operator would take when controlling a given process.

REFERENCES

1. C. Altrock, H.-O. Arend, B. Krause, C. Stellens, E. Behrens-Römmeler: *Adaptive fuzzy control applied to home heating system* Fuzzy Sets and Systems, 1994, vol. 61, no. 1, p 29—35
2. K.J. Aström: *Towards intelligent PID control*. Automatica 1992, vol. 28, p. 1—9
3. J.J. Buckley: *Universal fuzzy controllers*. Automatica 1992, vol. 28, pp. 1245—1248
4. C.-H. Chao, H.-C. Lu: *A heuristic self-tuning fuzzy controller*. Fuzzy Sets and Systems 1994, vol. 61, pp. 249—264
5. D. Driankov, H. Hellendoorn, M. Reinfrank: *An introduction to fuzzy control*
6. S.-Z. He, S.T.F.-L. Xu, P.Z. Wang: *Fuzzy self-tuning of PID controllers*. Fuzzy Sets and Systems 1993, vol. 56, pp. 37—46
7. B.P. Grahm, R.B. Newell: *Fuzzy adaptive control of a first order process*. Fuzzy Sets and Systems 1989, vol. 3, pp. 47—65
8. W.J. Kicert, H.R. Nauta Lemke: *Application of a fuzzy controller in a warm water plant*. Automatica 1976, tom 12, po. 301—308
9. J.H. Kim, K.K. Choi: *Self-tuning discrete PID controller*. IEEE Transaction on Industrial Electronics 1987, IE-34, pp. 298—300
10. M. Maeda, S. Murakami: *A self-tuning fuzzy controller*. Fuzzy Sets and Systems 1992, vol. 51, pp. 29—40
11. E.H. Maudani: *An application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant*. Proc. Ins. Elec. Eng. 1974, tom 121, p. 1585—1588

12. E.H. Maudani, J.J. King: *The application of fuzzy control system to industrial processes*. Automatica 1977, tom 13, p. 235–242
13. E. Mishkin, L. Braun: *Adaptive control system*. McGraw-Hill electrical and electronic engineering series
14. S. Shao: *Fuzzy self-organizing controller and its application for dynamic processes*. Fuzzy Sets and Systems 1988, vol. 26, p. 151–164
15. B.A.M. Wakileh, K.F. Gill: *Robot control using self-organising PID controller*. IEE Proceedings-D, 138(3), 1991, p. 303–311
16. H. Ying: *Analytical structure of a two-input two-output fuzzy controller and its relation to PI and multilevel relay controllers*. Fuzzy Sets and Systems 1994, vol. 63, no. 1, p. 21–33

S.K. PANDEY

SAMONASTRAJAJĄCY REGULATOR DLA NIESTABILNYCH MODELI

Streszczenie

Zastosowania teorii zbiorów rozmytych do problemów sterowania pojawiły się po pracach Zadeha opublikowanych w latach sześćdziesiątych. Dużo aplikacji fuzzy techniki pojawiło się w Japonii w latach osiemdziesiątych i dziewięćdziesiątych. W wyniku doświadczeń praktycznych można stwierdzić, że układy sterujące z fuzzyprocesorami szczególnie nadają się do sterowania obiektami złożonymi, wieloparametrowymi, nieliniowymi o szybkozmiennych parametrach, a więc do sterowania obiektami, których opis matematyczny jest skomplikowany lub niepełny. Właśnie z tego powodu, fuzzy technika jest stosowana w jednej z elektrowni jądrowych w Belgii. Okazało się, że w takich wypadkach układy sterowania z fuzzyprocesorami są prostsze i działają szybciej niż klasyczne układy sterowania przy zachowaniu żądanej jakości sterowania.

Układy sterujące z fuzzyprocesorami są szczególnie przydatne do regulacji procesów, których modele matematyczne są skomplikowane. Zastosowanie tej techniki w Polsce jest szczególnie małe, chociaż układy sterujące wykorzystujące fuzzy technikę są bardzo chętnie stosowane w innych krajach zachodnich zwłaszcza w przemyśle elektroenergetycznym, chemicznym i innych układach sterowania np. w ruchu kolejowym. Zmiany parametrów w procesach nieliniowych (z powodu różnych zakłóceń, przeciążenia itd.) w czasie rzeczywistym prowadzą niekiedy do destabilizacji układów sterowania. Zastosowanie fuzzy regulatorów w takich przypadkach powoduje, że proces staje się stabilny przy szybkozmiennych parametrach; zdąża do stabilności przy krótkim czasie mając jak najmniejsze przeregulowania. Również, wynikiem zastosowania fuzzy regulatorów może być znaczne skrócenie czasu obliczeń w przypadkach wymagających wyliczania algorytmów sterowania. Wiele efektem stosowania fuzzy regulacji w przemyśle jest oszczędność energii oraz szybkie i właściwe podejmowanie decyzji sterujących w stanach awaryjnych, szczególnie dla układów nieliniowych.

Układy te nie wymagają dużych pamięci. Regulator sterujący ogrzewaniem domowym dla około 400 reguł wymaga 2 kB pamięci ROM. Fuzzyprocesory stosowane są w inteligentnych przetwornikach pomiarowych.

Przetworniki te pozwalają między innymi na szybką lokalizację stanu awaryjnego i jego monitorowanie, na linearyzację charakterystyk, automatyczne ustawianie zakresu pomiarowego, rejestrację i statystyczne opracowanie wyników pomiarów, sterowanie wydzielonymi fragmentami procesu oraz korygowanie swej pracy w przypadku awarii fragmentów układu pomiarowego. Na przykład, takie fuzzyprocesory użyto do sterowania pociągami i metrem na wydzielonych liniach uzyskując komfort jazdy przy dojeżdżaniu do stacji oraz do sterowania ruchem zespołów wind w dużych wieżowcach uzyskując zmniejszenie czasu oczekiwania na windę w godzinach natężonego ruchu pasażerów. W szpitalach zastosowano fuzzyprocesory do monitorowania pacjentów w salach intensywnej terapii. Czynione są próby do sterowania ruchem samochodu w sytuacjach awaryjnych.

W artykule tym przedstawione jest, że fuzzy regulatory mają szczególnie znaczenia do sterowania procesami nieliniowymi, co do których nie posiadamy dokładnego opisu matematycznego. Funkcje przynależności i tabele logiczne (mapa bitowa) zadawane są przez ekspertów. Powstaje problem jakości sterowania układów z fuzzy regulatorami w porównaniu z regulatorami klasycznymi a więc zadawanie parametrów fuzzy regulatorów w zależności od dynamiki obiektów z którymi współpracują. Znane podawane w literaturze metody nastaw regulatorów klasycznych prowadzą niekiedy do destabilizacji układów sterowania. W wypadku zastosowania fuzzy regulatora następuje automatyczny dobór jego nastaw w czasie rzeczywistym dla obiektu nieliniowego przy zmianach parametru „a” i proces staje się stabilny. Innymi słowami można powiedzieć, że główna przewaga fuzzy regulatora nad tradycyjnymi regulatorami (PI lub PID) jest widoczna w przypadku sterowania nieliniowymi obiektami, dla których trudno jest zdefiniować model matematyczny.

Słowa kluczowe: układy sterujące, fuzzyp procesory, regulatory, procesy nieliniowe.

Porównanie szybkości działania wybranych algorytmów detekcji i obróbki krawędzi

JERZY SIUZDAK, ZBIGNIEW KWAŚNIK

Instytut Telekomunikacji, Politechnika Warszawska

Otrzymano 1997.01.03

Autoryzowano 1997.03.12.

W pracy dokonano próby porównania szybkości działania wybranych algorytmów detekcji i obróbki krawędzi. Do porównania wybrano algorytmy reprezentatywne dla następujących metod segmentacji obrazu: metod bazujących na teorii zbiorów rozmytych, sieci neuronowych, filtracji wielowymiarowej, zerowania punktów nie maksymalnych, metod morfologicznych, transformaty Hough, etykietowania relaksacyjnego. Dla każdego algorytmu wyznaczono dokładną ilość i rodzaj wykonywanych elementarnych operacji. Następnie po uwzględnieniu czasu wykonywania każdego działania, obliczono czasy wykonania poszczególnych algorytmów przez popularne procesory Intel 486 DX4 100 MHz i Pentium 100 MHz.

1. WSTĘP

W procesach rozpoznawania obrazów, klasyfikacji obiektów i ich automatycznego śledzenia, a także dla celów budowy sztucznego wzroku, etapem wstępnym jest tzw. segmentacja. Polega ona na podziale obrazu na części odpowiadające obiektom fizycznym. Wydzielone części są następnie wykorzystywane przez procesy wyższego rzędu do rozpoznawania i interpretacji. W literaturze można spotkać setki różnych metod segmentacji, ale nie ma wśród nich metody, która byłaby równie dobra dla wszystkich typów obrazów, ani nie ma typu obrazu, dla którego wszystkie techniki byłyby równie przydatne. Istnieją dwa główne podejścia do problemu segmentacji obrazu: metody krawędziowe i metody progowe. Pierwsze bazują na wydzieleniu krawędzi przedmiotów, które są następnie łączone tak, aby uformowały kompletne ich granice. W drugiej metodzie znajdowane są obszary obrazu o jednorodnych właściwościach, przy czym przyjmuje się, że obszary o podobnych cechach należą do jednego obiektu. Obydwa wspomniane podejścia uzupełniają się i mogą być do pewnego stopnia połączone. Trudno jest ocenić rzeczywiste nakłady obliczeniowe

potrzebne do dokonania segmentacji tą czy inną metodą, gdyż te dane są rzadko zamieszczane w materiałach źródłowych.

Celem niniejszego opracowania jest dokonanie porównania szybkości działania wybranych metod segmentacji, przy czym ograniczyliśmy się do metod, które pozwalają wydzielić krawędzie przedmiotów i ewentualnie poddać je dalszej obróbce. W tak krótkim opracowaniu nie jest możliwe porównanie wszystkich, ani nawet ważniejszych, metod, stąd do porównania wybrano po jednym algorytmie spośród najważniejszych typów metod.

Pracę można podzielić na dwie zasadnicze części. W pierwszej z nich zostaną omówione przykłady algorytmów detekcji i obróbki krawędzi. Są one omówione dosyć szczegółowo mając na względzie aspekt obliczeniowy. W drugiej części oszacowano i porównano szybkość działania omówionych poprzednio algorytmów, jeśli są one wykonywane na komputerach osobistych z procesorem Intel 486 i Pentium. W analizie nacisk położono na nakłady obliczeniowe, pominięto zaś zupełnie zagadnienie jakości wyników.

2. ALGORYTMY DETEKЦИИ I OBRÓBKІ KRAWĘDZI

W bieżącym rozdziale omówimy kolejno przykłady algorytmów detekcji i obróbki krawędzi, które należą do najważniejszych metod segmentacji.

2.1. METODY BAZUJĄCE NA TEORII ZBIORÓW ROZMYTYCH

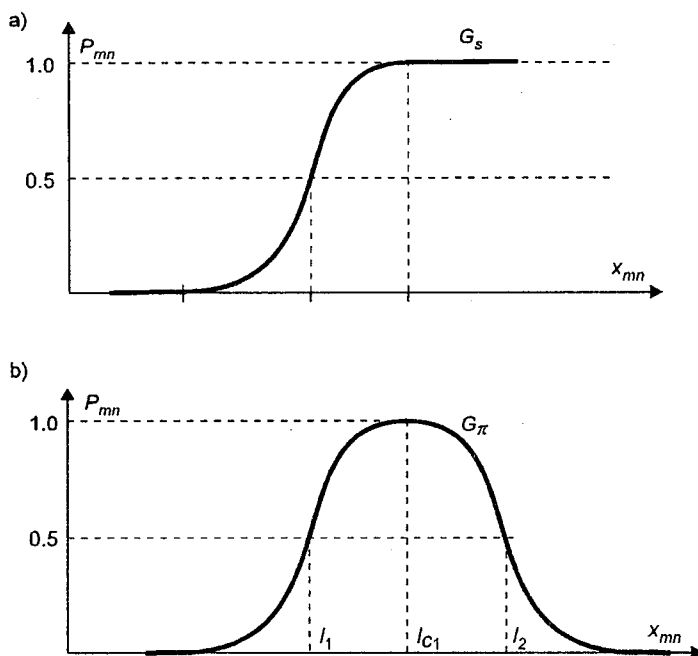
Zbiór rozmyty A jest reprezentowany jako

$$A = \{\mu_A(x_i)/x_i, \quad i = 1, 2, \dots, n\}, \quad (1)$$

gdzie $\mu_A(x_i)$ jest stopniem przynależności elementu x_i do zbioru A . Teoria zbiorów rozmytych może być stosowana na różnych etapach segmentacji i klasyfikacji dla przewyższenia problemów związanych z niejednoznacznością, niepewnością i brakiem informacji. W szczególności teoria zbiorów rozmytych może być wykorzystana dla detekcji krawędzi. W pracy [2] opisano algorytm, w którym operuje się kolejno w dwóch dziedzinach: jaskrawości piskli i miar przynależności. Do detekcji krawędzi wykorzystywana jest niesymetryczna funkcja przynależności G zdefiniowana jako

$$G[x_{nm}] = (1 + |x^* - x_{nm}|/F_d)^{-F_e} \quad (2)$$

gdzie x_{nm} jest jaskrawością piksla o współrzędnych m, n , x^* jest poziomem odniesienia, zaś F_e, F_d — parametrami. Stałe dodatnie F_e, F_d nie zależą od położenia piksla na obrazie. Mają własność zmiany nieoznaczoności w dziedzinie miar przynależności, a sposób określenia ich wartości jest podany w pracy [18]. Są one związane z histogramem jaskrawości i wyznaczane na podstawie szerokości i symetrii części histogramu odpowiadającej danemu obiektowi (np. F_d jest tym większe im większy zakres jaskrawości zajmuje dany obiekt). Jeśli $x^* = x_{\max}$, to funkcja G jest przybliżeniem standardowej funkcji S (jest oznaczana przez G_S), zaś w przypadku $0 < x^* < x_{\max}$ jest przybliżeniem standardowej funkcji π (jest oznaczana przez G_π) — patrz rys. 1.

Rys. 1. Różne typy funkcji przynależności: a) typu S, b) typu π

Funkcje G_S i G_π są wraz z innymi operacjami używane do zwiększenia kontrastu obrazu, co następnie umożliwia łatwe znalezienie krawędzi. Dzieje się to w następujący sposób: wspomniane funkcje odwzorowują dziedzinę jasności pikseli w dziedzinę miar przynależności do danego zbioru. Na miarach przynależności są dokonywane pewne operacje nieliniowe, a wynik tych operacji jest poddawany przekształceniu odwrotnemu G^{-1} z powrotem w dziedzinę jasności. Zastosowanie odpowiednich przekształceń nieliniowych w dziedzinie miar przynależności pozwala zwiększyć kontrast w dziedzinie jasności.

Z kolei w pracy [1] badane są takie cechy lokalne jak stromość, prostota, symetria itd. Uzyskanie miary ilościowej każdej z tych cech wymaga znacznych nakładów obliczeniowych. Dla przykładu dla obliczenia przynależności do stromości wymagane jest obliczenie różnicy jasności 21 par punktów położonych po przeciwnych stronach każdego możliwego przebiegu krawędzi. Na podstawie opisu ilościowego tych cech (parametry μ_i , które są miarami przynależności do poszczególnych zbiorów) obliczany jest m.in. stopień przynależności danego piksla do krawędzi. Przy tym wykorzystywane są funkcje przynależności typu

$$\sigma = \frac{k_1 \min(\mu_1, \mu_3) + k_1 \min(\mu_1, \mu_4) + k_2 \min(\mu_2, \mu_3) + k_2 \min(\mu_2, \mu_4)}{\min(\mu_1, \mu_3) + \min(\mu_1, \mu_4) + \min(\mu_2, \mu_3) + \min(\mu_2, \mu_4)}, \quad (3)$$

gdzie k_1 są stałymi wyznaczanymi w sposób empiryczny.

Poniżej przedstawiamy z pewnymi uproszczeniami algorytm podany w pracy [2]. Nie jest naszym zadaniem dokładne wyjaśnienie zawartości omawianego poniżej algorytmu. Ogólnie można powiedzieć, że poprzedza go analiza histogramu mająca na celu wydzielenie jego punktów charakterystycznych pozwalających na obliczenie parametrów występujących w algorytmie. Jednym z celów algorytmu jest podział obrazu na kilka obszarów, w zamierzeniu odpowiadającym różnym obiektom. Algorytm kolejno operuje w dziedzinach jaskrawości piksli i przynależności do określonego zbioru rozmytego. W konkretnym, opisywanym dalej zastosowaniu, na podstawie analizy histogramu na obrazie można wydzielić 5 obszarów. Obszary te można uporządkować kolejno na podstawie wzrostu średniego poziomu jaskrawości.

Algorytm [2]:

1. Obliczenie dla wszystkich piksli na obrazie niesymetrycznej funkcji G_S , która określa miarę przynależności do danego obszaru.

$$p_{mn} = G_S(x_{mn}) = (1 + |x^* - x_{mn}|/F_d)^{-F_e}, \quad (4)$$

gdzie p_{mn} jest stopniem przynależności do obszaru, x_{mn} — wartością jaskrawości piksła, zaś pozostałe oznaczenia — jak we wzorze (2). Średnia wartość tej funkcji ($p_{mn} = 0.5$) odpowiada przejściu między obszarami.

2. Dla piksli pierwszego obszaru, które spełniają zależność $p_{mn} < 0.5$, zastosowanie $r = 4$ razy operacji

$$p_{mn} = 2(p_{mn})^2. \quad (5)$$

Ma to na celu zmniejszenie jaskrawości w pierwszym obszarze.

3. Obliczenie jaskrawości piksła jako funkcji odwrotnej do G_S : (powrót z dziedziny miar przynależności do dziedziny jaskrawości)

$$x_{mn} = G_S^{-1}(p_{mn}). \quad (6)$$

4. Obliczenie dla wszystkich piksli na obrazie niesymetrycznej funkcji G_S przynależności — wzór (4), ale z wartościami F_d, F_e takimi, że średnia wartość tej funkcji ($p_{mn} = 0.5$) odpowiada wyznaczonej na podstawie histogramu granicy między obszarem przedostatnim a ostatnim.

5. Dla piksli ostatniego obszaru, które spełniają zależność $p_{mn} > 0.5$, zastosowanie $r = 4$ razy operacji

$$p_{mn} = 1 - 2(1 - p_{mn})^2. \quad (7)$$

Ma to na celu zwiększenie jaskrawości w ostatnim obszarze.

6. Obliczenie jaskrawości piksła jako funkcji odwrotnej do $x_{mn} = G_S^{-1}(p_{mn})$ (podobnie jak w punkcie 3), co odpowiada powrotowi z dziedziny miar przynależności do dziedziny jaskrawości.

7. Wygładzanie poprzez sumowanie jaskrawości pikseli z czteroelementowego otoczenia danego piksla:

$$x_{mn} = \frac{1}{4}(x_{m-1,n} + x_{m+1,n} + x_{m,n-1} + x_{m,n+1}) \quad (8)$$

8. Obliczanie do każdego piksla funkcji $G_W(x_{mn})$:

$$p_{mn} = G_W(x_{mn}) = \begin{cases} G_{\pi}^{(1)}(x_{mn}) & \text{dla } x_{mn} < l_2 \\ 1 - G_{\pi}^{(2)}(x_{mn}) & \text{dla } l_2 < x_{mn} < l_3 \\ \vdots & \vdots \\ 1 - G_{\pi}^{(k)}(x_{mn}) & \text{dla } x_{mn} > l_{k-2} \end{cases} \quad (9)$$

gdzie p_{mn} jest miarą przynależności do kolejnego obszaru, zaś $l_2 \dots l_k$ wyznaczonymi na podstawie histogramu poziomami jaskrawości odpowiadającymi granicom między sąsiednim obszarem. Tutaj funkcje $G_{\pi}^{(k)}$ są typu (1), przy czym dla każdego przedziału mają one parametry wyznaczone na podstawie histogramu. Ponadto funkcje typu G_{π} odpowiadają maksimum histogramu, zaś funkcje typu $1 - G_{\pi}$ jego minimum.

9. W zależności od wartości p_{mn} , $r = 4$ krotne zastosowanie do każdego piksla operacji z punktu 2 lub z punktu 5:

$$\begin{aligned} p_{mn} &= 2(p_{mn})^2 \quad \text{dla } p_{mn} < 0.5 \\ p_{mn} &= 1 - 2(1 - p_{mn})^2 \quad \text{dla } p_{mn} > 0.5. \end{aligned} \quad (10)$$

Pozwala to zwiększyć kontrast pomiędzy sąsiednimi obszarami w dziedzinie miar przynależności do zbiorów.

10. Obliczenie symetrycznej funkcji odwrotnej $x_{mn} = G_S^{-1}(p_{mn})$ z punktem środkowym odpowiadającym wartości $x_{\max}/2$. Pozwala to otrzymać kontrastowe rejony sąsiednie w dziedzinie jaskrawości.

11. Detekcja krawędzi. Dla każdego piksla obrazu wykonanie operacji (jednej z trzech):

$$\begin{aligned} x_{mn} &= |x_{mn} - \min_{Q} x_{ij}| \\ x_{mn} &= |x_{mn} - \max_{Q} x_{ij}| \\ x_{mn} &= \max_{Q} x_{ij} - \min_{Q} x_{ij}, \end{aligned} \quad (11)$$

gdzie Q jest pięcioelementowym otoczeniem punktu o współrzędnych mn (cztero-elementowe otoczenie krzyżowe i sam punkt).

12. Ewentualne porównanie x_{nm} z progiem w celu wyznaczenia krawędzi (nie jest zawarte w oryginalnym algorytmie).

W opisie algorytmu nie uwzględniono konieczności dokonania analizy histogramu. Jak już wspomniano, analizę histogramu przeprowadza się w etapie wstępnym, a jej celem jest uzyskanie parametrów funkcji G_s i G_n , które są używane we właściwym algorytmie.

2.2. ETYKIETOWANIE RELAKSACYJNE

Relaksacja jest iteracyjnym podejściem do segmentacji polegającym na iteracyjnej klasyfikacji pikseli (przyznawanie pikselom etykiet). Oprócz zbioru etykiet musi również istnieć pewna funkcja zgodności C zaklasyfikowania piksla i do m -tej klasy i piksla j do n -tej klasy: $C(i, k, m, n)$. Wartość tej funkcji większa od zera oznacza zgodność klasyfikacji, zaś mniejsza od zera — jej sprzeczność. Pojęcie funkcji zgodności wyjaśnimy na przykładzie. Weźmy dwa sąsiednie piksele, które należą do krawędzi jakiegoś przedmiotu. Jeśli gradienty jaskrawości liczone w tych punktach są duże i mają jednakowe kierunki, to funkcja zgodności powinna być większa od zera (punkty położone na jednakowo zorientowanej krawędzi). Jeżeli gradienty mają różne kierunki (różnie zorientowane krawędzie), to funkcja zgodności powinna być mniejsza od zera. Oprócz tego każdemu pikselowi przyporządkowujemy pewną miarę lub prawdopodobieństwo p przynależności do danej klasy (posiadania określonej etykiety). W sposób iteracyjny zwiększa się tę miarę (prawdopodobieństwo), jeśli miara C zgodności zaklasyfikowania (etykiet) sąsiednich pikseli i badanego piksla jest większa od zera. W przeciwnym przypadku wartość p ulega zmniejszeniu. Poniżej podajemy przykładowy algorytm podany w pracy [3].

Algorytm [3]:

1. Kilukrotne wygładzanie obrazu z maską gaussowską o wymiarach 3×3 .
2. Splatanie z 4 maskami 3×3 , które są dopasowane do krawędzi leżących pod różnymi kątami. Wybór maski dającej największą wartość tego splotu (największą co do modułu wartość gradientu).
3. Przyznanie każdemu pikselowi jednej spośród pięciu etykiet: WEST, NWEST, NORTH, NEAST, NOEDGE, odpowiadającej masce dającej największą wartość splotu (patrz punkt 2). Określają one kierunek krawędzi w danym punkcie lub jej brak, jeśli moduł gradientu jest mniejszy od zadanej wartości progowej (NOEDGE). Przyznanie każdemu pikselowi wartości parametru POSSIBILITY (p), który jest równy wartości splotu z wybraną maską (obliczone w punkcie 2).
4. Obliczenie tzw. skumulowanej możliwości (suma parametrów POSSIBILITY) osobno dla każdej etykiety występującej w 8-mio elementowym otoczeniu każdego

punktu. Dla każdego punktu z ósmioelementowego otoczenia danego punktu, wartość jego parametru POSSIBILITY dodaje się do odpowiedniego licznika związanego z etykietą, którą ma ten punkt (pięć liczników — chodzi o punkty z otoczenia).

5. Wybór etykiety z otoczenia (8-mio elementowego) o największej skumulowanej możliwości (wybór licznika o maksymalnej wartości spośród pięciu przyporządkowanym poszczególnym etykietom).

6. Aktualizacja etykiety oraz parametru POSSIBILITY centralnego punktu zgodnie z określonymi regułami. Polegają one na porównaniu wartości etykiety wybranej w punktach 4 i 5 z otoczenia danego punktu z etykietą punktu centralnego oraz porównanie wielkości parametrów POSSIBILITY dla punktu centralnego oraz określonych punktów z jego otoczenia. Na tej podstawie jest zachowywana bądź zmieniana wartość etykiety punktu centralnego oraz wartość jego parametru POSSIBILITY. W przypadku punktów otoczonych przez punkty mające podobne etykiety (podobnie zorientowane krawędzie) służy to zwiększeniu ich parametru POSSIBILITY. W przeciwnych przypadkach zmniejsza to parametr POSSIBILITY lub nawet powoduje zmianę etykiety punktu. W zależności od wyników porównań sprawdza się od 1 do 5 warunków (porównanie etykiet i relacji między parametrami POSSIBILITY), dokonuje się 1–2 podstawień, 1–3 dodawań/odejmowań np. [3]:

{punkt znajduje się na krawędzi o tym samym kierunku i w miejscu najbardziej stromego zbocza}

IF

$(8 - \text{label} \neq \text{NOEDGE} \text{ and } 8 - \text{label} = c - \text{label} \text{ and } w - \text{possib} \leq c - \text{possib} \text{ and } c - \text{possib} \geq e - \text{possib} \text{ and } n - \text{possib} + s - \text{possib} > 0)$

THEN

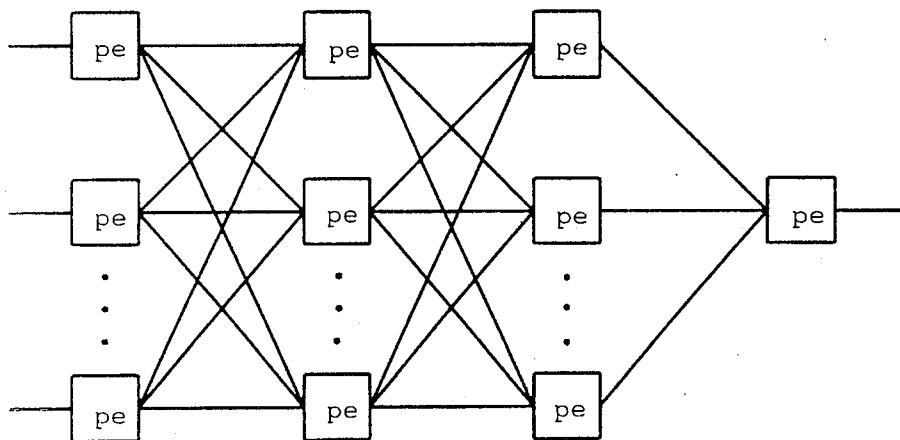
(pozostaw etykietę punktu centralnego i zwiększ jej parametr POSSIBILITY o jeden krok)

7. Punkty 4–6 wykonuje się po kolei dla wszystkich pikseli obrazu.

8. Punkty 4–7 powtarza się kilkakrotnie, przy czym liczba iteracji jest rzędu $N=4...8$.

2.3. SIECI NEURONOWE

W typowych zastosowaniach są stosowane sieci z propagacją w przód (*feedforward*) posiadające trzy bądź cztery warstwy (wejściową, wyjściową i jedną lub dwie warstwy ukryte). Przykładowa sieć jest pokazana na rys. 2. Na ogół warstwa wejściowa, podobnie, jak warstwy ukryte, liczą kilka lub kilkanaście neuronów. Z kolei warstwa wyjściowa jest zazwyczaj mniej liczna i w przypadku detekcji



Rys. 2. Typowa sieć neuronowa wykorzystywana w przetwarzaniu obrazów

krawędzi składa się tylko z jednego neuronu, którego wyjście przyjmuje wartość 0 lub 1.

Jako zmienne wejściowe w sieciach neuronowych, wykorzystywanych w przetwarzaniu obrazów, są często stosowane wartości poziomów jasności z pewnego otoczenia $n \times n$ badanego piksla [4] lub inne cechy [4], [5], takie jak cechy geometryczne (szerokość, powierzchnia, parametr itd.) momenty (np. położenie środka ciężkości) i wreszcie cechy jasności (maksimum, minimum, itp.). Pomijamy tu zupełnie zagadnienie uczenia takiej sieci i zbieżności tego procesu, co wymaga w bardziej złożonych przypadkach zbioru treningowego liczącego od kilkunastu do kilkudziesięciu tysięcy próbek. W najprostszym przypadku każdy neuron dokonuje obliczenia wartości tzw. funkcji sigmoidalnej [6]:

$$p(e) = \frac{1}{1 + \exp(-e)}, \quad (12)$$

gdzie wartość e jest ważoną sumą wszystkich wejść neuronu:

$$e = \sum_{i=1}^n w_i x_i. \quad (13)$$

Tutaj w_i są wagami określonymi w procesie uczenia, x_i — wartościami wyjścia neuronów z poprzedniej warstwy, zaś dla całkowicie połączonej sieci n odpowiada liczbie neuronów w poprzedniej warstwie. Istnieją specjalizowane układy wykonujące funkcje sieci neuronowej o określonych wymiarach. Gdyby jednak chcieć zrealizować sieć neuronową za pomocą softwaru, wymagałoby to bardzo dużych nakładów obliczeniowych. Dla przykładu, dla sieci czterowarstwowej posiadającej 25 neuronów w warstwie wejściowej (okno 5×5), 10 i 5 odpowiednio w pierwszej i drugiej

warstwie ukrytej oraz jeden neuron wyjściowy, wymagałoby to wykonanie dla każdego piksla obrazu obliczeń:

a) 10 sum typu

$$\sum_{i=1}^{25} w_i x_i, \quad (14)$$

b) 5 sum typu

$$\sum_{i=1}^{10} w_i x_i \quad (15)$$

c) 1 sumy typu

$$\sum_{i=1}^5 w_i x_i \quad (16)$$

d) 41 wartości funkcji sigmoidalnej (12).

2.4. ZEROWANIE PUNKTÓW NIE MAKSYMALNYCH (NON MAXIMA SUPPRESSION)

Przy tym podejściu [7], [8], poprzez spłot z grupą masek (najczęściej $[3 \times 3]$) oblicza się w każdym punkcie obrazu wartość i kierunek gradientu. Następnie największą wartość gradientu porównuje się z uprzednio zdefiniowanym progiem dla dokonania klasyfikacji: krawędź — tło. W kolejnym kroku rozpatrywane są po kolei wszystkie punkty krawędzi. Dla każdego punktu badana jest wartość gradientu w sąsiednich punktach położonych wzdłuż kierunku gradientu danego punktu. Wybierany (pozostawiany jako krawędź) jest punkt o największej wartości gradientu, a pozostałe są usuwane (zerowane). Procedurę powtarza się iteracyjnie aż nie będzie punktów do usunięcia.

Przykładowy algorytm jest następujący [8]:

1. Oblicz składowe gradientu L_x i L_y poprzez spłot z 2 oknami $[3 \times 3]$ oraz jego moduł

$$G = |L_x| + |L_y| \quad (17)$$

2. Czy $L_x > L_y$? Jeśli tak to przejdź do punktu 4.

3. IF $G(x, y) > G(x, y-1)$ i $G(x, y) > G(x, y+1)$ THEN $\text{imag}(x, y) = G(x, y)$
ELSE $\text{image}(x, y) = 0$.

Przejdź do punktu 5.

4. IF $G(x, y) > G(x-1, y)$ i $G(x, y) > G(x+1, y)$ THEN $\text{imag}(x, y) = G(x, y)$
ELSE $\text{imag}(x, y) = 0$.

5. IF $\text{imag}(x, y) > \text{próg}$ THEN piksel $(x, y) = 1$ ELSE piksel $(x, y) = 0$.

6. Przejdź do następnego niezerowego punktu.

W tym algorytmie w tablicy **imag** przechowywane są wartości maksymalnego gradientu, zaś w tablicy **pixel** binarny obraz krawędzi. Wadą powyższego algorytmu jest to, że nie zapewnia ciągłości otrzymanych linii.

2.5. WIELOWYMIAROWA FILTRACJA

W tej metodzie obraz splata się z wieloma maskami o różnych wymiarach służącymi do detekcji krawędzi, z których małe są w stanie wykryć drobne szczegóły, ale są wrażliwe na zakłócenia. Z kolei duże maski są odporne na zakłócenia, ale nie są w stanie wykryć drobnych szczegółów. Wyniki splotu z różnymi maskami są porównywane z progiem i każde przekroczenie progu dla danego piksela zwiększa przyporządkowany temu pikselowi licznik. Zawartość tego licznika służy do dalszej analizy: (wartość zerowa świadczy o braku krawędzi, mała wartość — o słabo widocznej krawędzi, zaś duża — o wyraźnej, ostrej krawędzi). Przykład takiego podejścia zaprezentowano w pracy [15]. Obraz jest splatany jednocześnie z 16-ma maskami typu LOG (Laplacian of Gaussian) o różnych wymiarach (od kilkunastu do kilkudziesięciu pikseli), a następnie wyniki tych splotów służą do określenia punktów krawędzi. Ponieważ używane są maski 2 rzędu (Laplace'a) punkty krawędzi są wyznaczane jako miejsce zerowe splotu z daną maską, z zastrzeżeniem, że są one otoczone punktami dla których wielkość LOG przekracza odpowiednią wartość i zmienia znak w tym punkcie zerowym.

Algorytm postępowania jest następujący [15]:

1. Przemnóż wszystkie piksele obrazu przez daną maską. Zapamiętaj wynik i znak wyniku.
2. Weź kolejny piksel.
3. Czy moduł wyniku splotu jest mniejszy od progu? Jeśli tak to (możliwy punkt krawędzi) przejdź do punktu 4, jeśli nie — wróć do punktu 2.
4. Czy w jednym z możliwych kierunków gradientu (np. góra/dół, lewo/prawo, 2 ukośne) wartości wyniku są większe od progu i mają różne znaki po obydwu stronach piksela? Jeśli tak to przejdź do punktu 5, jeśli nie — wróć do punktu 2.
5. Zaznacz ten punkt jako punkt krawędzi (zwiększ licznik krawędzi tego punktu o 1).
6. Czy ostatni punkt dla danej maski? Jeśli nie — powróć do punktu 2, jeśli tak — przejdź do punktu 7.
7. Czy zastosowane wszystkie maski? Jeśli tak przejdź do punktu 8, jeśli nie przejdź do punktu 1.

8. Jako punkty krawędzi zaznacz te punkty, których liczniki krawędzi są większe od progu.

2.6. METODY OBRÓBKİ OBRAZÓW BINARNYCH

W niektórych ważnych przypadkach otrzymywany obraz jest binarny (np. obraz otrzymywany z układów progowych lub hardwarowych układów gradientowych z układem decyzyjnym). Dalszej obróbce takiego obrazu krawędziowego są poświęcone specyficzne metody, z których najważniejsze opiszemy w dalszej części tego paragrafu.

2.6.1. Metody morfologiczne

Polegają one na przekształceniach binarnego obrazu krawędzi i usuwaniu z niego, bądź dodawaniu pikseli zgodnie z określonymi regułami [9]. Do najbardziej istotnych i najczęściej stosowanych metod należą rozszerzanie (*dilation*), erozja (*erosion*) oraz ścienianie (*thinning*). Rozszerzenie zbioru A przez zbiór B zdefiniowane jest w sposób następujący [9]:

$$A \oplus B = \{x | (\bar{B})_x \cap A \neq \emptyset\}, \quad (18)$$

gdzie translacja zbioru B o x jest określona przez

$$(B)_x = \{c | c = a + x, \text{ dla } a \in B\}, \quad (19)$$

zaś odbicie zbioru B wyraża się zależnością

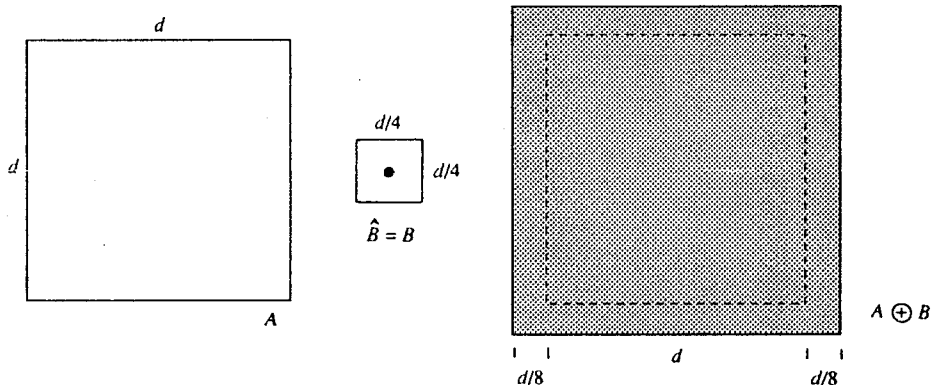
$$\bar{B} = \{x | x = -b \text{ dla } b \in B\}. \quad (20)$$

Interpretacja geometryczna rozszerzenia zbioru jest pokazana na rys. 3; zastosowanie operacji rozszerzenia do krawędzi zwiększa ich grubość i łączy blisko siebie położone ich części. Z kolei operacja erozji zdefiniowana jest następująco [9]

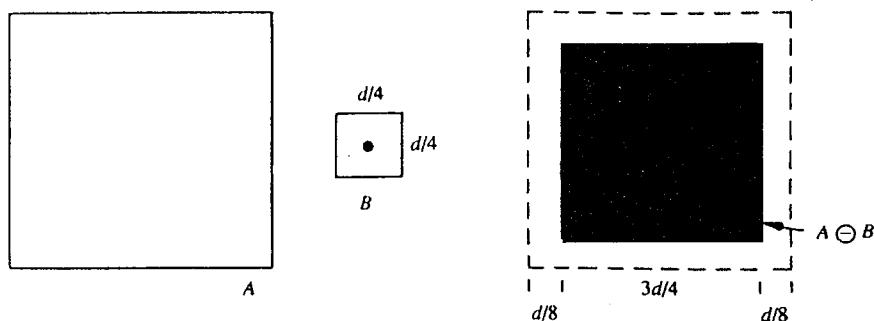
$$A \ominus B = \{x | (B)_x \subseteq A\}. \quad (21)$$

Innymi słowy: do powstałego zbioru należą wszystkie punkty x takie, że zbiór B przesunięty o x jest zawarty w A . Interpretacja geometryczna erozji zbioru jest pokazana na rys. 4. Erozie stosuje się m.in. do zmniejszania grubości linii. Choć zastosowanie dwóch powyżej opisanych operacji jest stosunkowo szybkie, to ich wadą jest to, że np. erozja usuwa całkowicie cienkie linie z obrazu.

Wad tych pozbawiony jest trzeci rodzaj operacji morfologicznych, który chcemy tutaj opisać, a mianowicie ścienianie. Pominiemy tutaj ścisłą definicję matematyczną tej operacji, którą można znaleźć w pracy [9]. Najprościej rzecz biorąc polega ona na porównywaniu otoczenia niezerowych pikseli obrazu z ciągiem pewnych wzorców, przeważnie o wymiarach 3×3 . Jeżeli otoczenie jest zgodne z którymkolwiek wzorcem, to centralne piksele są usuwane (zerowane).



Rys. 3. Ilustracja rozszerzenia zbioru A przez zbiór B



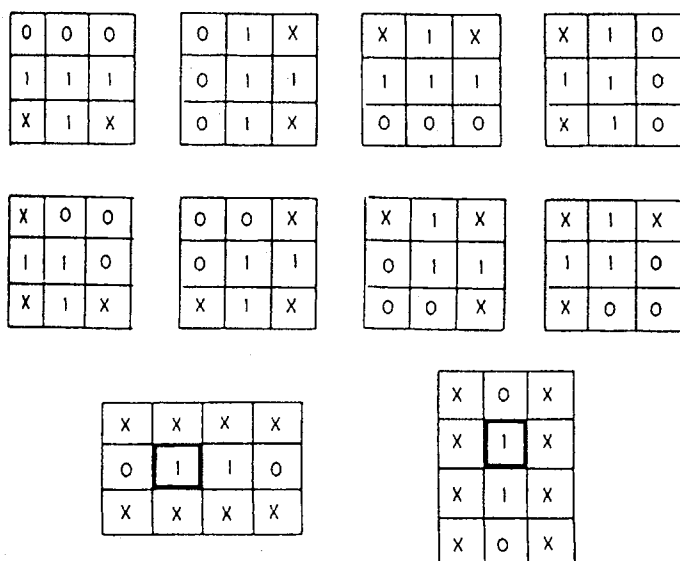
Rys. 4. Ilustracja erozji zbioru A przez zbiór B

W przeciwnym przypadku są pozostawiane. Procedurę tę powtarza się iteracyjnie, aż na obrazie nie będzie więcej pikseli do usunięcia. Taki sposób postępowania pozwala na zachowanie cienkich linii bez zmian, przy jednoczesnym usunięciu nadmiernej grubości pozostałych linii. Istnieje wiele odmian tej metody różniących się przede wszystkim typem wzorców i kolejnością ich zastosowania [12]. Poniżej podamy dwa typowe algorytmy [10], [11]. Danymi wejściowymi do tych algorytmów jest binarny obraz powstały na przykład z porównania z progiem modułu gradientu w każdym punkcie obrazu.

Algorytm [11]

Na rys. 5 pokazano 10 wzorców stosowanych w tym algorytmie.

1. Dla niezerowych pikseli porównaj wartości otoczenia danego piksela kolejno z ośmioma wzorcami 3×3 pokazanymi na rys. 5a). Porównanie to polega na



Rys. 5. Wzorce stosowane w algorytmie [11]: a) do usuwania piksli, b) do przywracania ich wartości

zbadaniu wartości odpowiedniego wyrażenia logicznego. Dla przykładu dla pierwszego okna bada się wartość logiczną wyrażenia

$$W = \bar{p}_1 \bar{p}_2 \bar{p}_3 p_4 p_5 p_7, \quad (22)$$

przy czym oznaczenia są wzięte z rys. 6b). Wartości pozostałych piksli, oznaczonych na rys. 5 przez x, nie bierze się pod uwagę. Jeżeli którekolwiek porównanie zakończyło się sukcesem (wartość logiczna któregoś z wyrażeń typu (22) jest równa jedności) to przechodzi się do punktu 2, w przeciwnym przypadku — do punktu 4.

2. Porównuje się kolejno otoczenie danego punktu z dwoma wzorcami pokazanymi na rys. 5b). Jeśli otoczenie danego punktu jest identyczne z którymś ze wzorców to przechodzi się do punktu 4, w przeciwnym przypadku — do punktu 3.

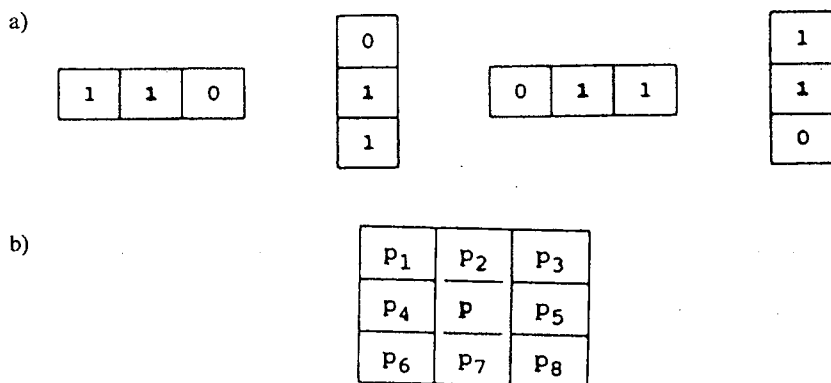
3. Zamienia się wartość piksla centralnego na zero.

4. Przechodzi się do następnego niezerowego piksla (powrót do punktu 1).

5. Algorytm kończy się, gdy w danej iteracji całego obrazu nie zostały wyzerowane żadne piksle.

Algorytm [10]

Wzorce stosowane w tym algorytmie pokazano na rys. 6a).



Rys. 6. Wzorce stosowane w algorytmie [10]: a) 3×1 , b) oznaczenie otoczenia danego piksla

1. Dla niezerowych piksli porównaj wartości otoczenia danego piksla kolejno z czterema wzorcami 3×1 pokazanymi na rys. 6a). Porównanie to polega na zbadaniu wartości odpowiedniego wyrażenia logicznego. Dla przykładu dla pierwszego wzorca bada się wartość logiczną wyrażenia

$$W = p_4 \bar{p}_5 \quad (23)$$

przy czym ponownie oznaczenia są wzięte z rys. 6b). Jeżeli którekolwiek porównanie zakończyło się sukcesem (wartość logiczna któregoś z wyrażeń typu (23) jest równa jedności) to przechodzi się do punktu 2, w przeciwnym przypadku — do punktu 4.

2. Porównuje się kolejno otoczenie danego punktu z dwoma wzorcami odpowiadającymi tzw. piksłowi krytycznemu i końcowemu. Ma to na celu zachowanie ciągłości konturów i nie usuwanie piksli z końca linii. Dla każdego wzorca z rys. 6b) są wykorzystywane osobne wzorce. Dla przykładu dla pierwszego z nich bada się wartość logiczną wyrażeń:

$$W_1 = \bar{p}_2 p_3 + \bar{p}_7 p_8 \quad (24)$$

$$W_2 = \bar{p}_1 \bar{p}_2 \bar{p}_3 \bar{p}_6 \bar{p}_7 \bar{p}_8$$

Jeśli otoczenie danego punktu jest identyczne z którymś ze wzorców (wartość logiczna wyrażenia równa 1), to przechodzi się do punktu 4, w przeciwnym przypadku — do punktu 3.

3. Zamienia się wartość piksla centralnego na zero.

4. Przechodzi się do następnego niezerowego piksla (powrót do punktu 1).

5. Algorytm kończy się, gdy w danej iteracji całego obrazu nie zostały wyzerowane żadne piksle.

Powyższe algorytmy mają tę wadę, że za każdym razem rozpatrywane są wszystkie piksele, również i te, które znajdują się we wnętrzu krawędzi i na pewno nie mogą być usunięte. Zwróćmy uwagę na to, że w powyżej opisanych metodach mogą być usuwane jedynie piksele leżące na brzegach krawędzi. Istnieje cała grupa metod wykorzystujących tę cechę (np. [13], [14]). Polegają one na usuwaniu z brzegów krawędzi warstwa po warstwie nadających się do wyzerowania piksli. (Piksele nadające się do usunięcia to takie, których otoczenie spełnia określone warunki — podobne do zaprezentowanych powyżej). Każdorazowo rozpatrywane są jedynie punkty leżące na krawędzi, ceną jaką się za to płaci jest konieczność śledzenia i zapamiętywania punktów brzegowych. Można w tym celu wykorzystać odpowiednie kodowanie [14]. Dokładniej opiszemy tu algorytm wykorzystujący koncepcję rozchodzenia się fali (w oryginale — pożaru prerii) od punktów leżących na obwodzie konturu do jego środka [13]:

Algorytm [13]

1. Dla wszystkich niezerowych piksli na obrazie sprawdź ich 8-mio elementowe otoczenie:

$$W = \bar{p}_1 + \bar{p}_2 = \dots + \bar{p}_8 \quad (25)$$

Jeśli w tym otoczeniu jest choćby jeden piksel zerowy, to zaznacz ten punkt jako punkt brzegowy, zwiększając odpowiedni licznik o 1.

2. Zapamiętaj położenie dowolnego punktu, którego licznik ≥ 1 (dane punktu startowego krawędzi).

3. Dla bieżącego punktu krawędzi P_i znajdź tzw. punkty stowarzyszone do niego (*associated points*). Określone są one zależnością:

$$AP(P_i) = (PS(P_i) - PS(P_{i+1} \cap PS(P_i))) \cap \text{Kontur} \quad (26)$$

gdzie P_i — punkt bieżący konturu, P_{i+1} — punkt następny konturu, zaś $PS(P_i)$ jest czteroelementowym otoczeniem krzyżowym danego punktu (patrz rys. 7a).

4. Zwiększ o jeden liczniki wszystkich punktów stowarzyszonych do danego punktu.

5. Sprawdź przez porównanie z grupą wzorców, czy dany punkt jest punktem ekstremalnym (np. końcem linii lub narożem — patrz rys. 7b). Jeśli tak (punkt ekstremalny) to zwiększ jego licznik do 3.

6. Zapamiętaj dany punkt jako punkt krawędzi.

7. Znajdź następny punkt krawędzi przeszukując zgodnie z kierunkiem ruchu wskazówek zegara 8-mio elementowe otoczenie bieżącego punktu.

a)

	X	
X		X
	X	

b)

0	0	0
1	1	0
0	0	0

Rys. 7. a) Czteroelementowe otoczenie krzyżowe, b) przykłady punktów ekstremalnych [13]

0	0	0
0	1	0
0	0	1

8. Czy następny punkt jest (zapamiętanym poprzednio — punkt 2) punktem startowym krawędzi? Jeśli tak, to (obeszliśmy cały kontur) przejdź do punktu 9, w przeciwnym przypadku podstaw: punkt bieżący = punkt następny i przejdź do punktu 3.

9. Wyzeruj spośród pikseli krawędzi te, których liczniki są mniejsze od 3.

10. Czy w bieżącej iteracji usunięto przynajmniej 1 piksel? Jeśli tak, to przejdź do punktu 2, jeśli nie — to koniec procedury dla bieżącego konturu.

2.6.2. Transformata Hough

Transformata Hough jest przykładem globalnej metody grupującej piksele leżące na jednej linii (*linking*). Operuje ona obrazem binarnym, co oznacza, że w etapie wstępnym jest niezbędne otrzymanie takiego obrazu np. przez obliczenie wartości modułu gradientu i porównanie jej z progiem. Choć możliwe jest uogólnienie transformaty Hough na dowolną krzywą wieloparametryczną, to w tym miejscu zajmiemy się najprostszym przypadkiem grupowania pikseli należących do linii prostych.

Tak zwane normalne równanie linii prostej jest następujące:

$$x \cos \varphi + y \sin \varphi = r. \quad (27)$$

Jeśli dany punkt obrazu, o współrzędnych x_p, y_p , został zaznaczony w etapie wstępnym jako punkt krawędzi, to przechodzi przez niego nieskończenie wiele prostych o równaniach

$$x_i \cos \varphi + y_i \sin \varphi = r, \quad (28)$$

które przedstawiają sinusoidę w przestrzeni (r, φ) , gdyż wówczas x_p, y_p są ustalone. Idea transformaty Hough polega na tym, że przestrzeń (r, φ) dzielimy siatką kwadratową na małe obszary tak, jak pokratkowana jest kartka papieru. Następnie dla każdego punktu krawędzi na obrazie (x_p, y_p) przeprowadzamy krzywą (28) w przestrzeni (r, φ) i licznik każdego obszaru, na który podzielono tę przestrzeń, przez który przechodzi krzywa (28), zwiększamy o jeden. Operację tę powtarzamy dla wszystkich punktów krawędzi na oryginalnym obrazie. W efekcie otrzymujemy pewną funkcję dwuwymiarową: zawartość licznika (r_p, φ_p) . Maksima tej funkcji odpowiadają równaniom prostych, do których na obrazie pierwotnym należy najwięcej punktów. Znajdując te maksima (np. przez porównanie z progiem) znajdujemy jednocześnie równania krawędzi na obrazie.

Algorytm postępowania

Otrzymanie binarnego obrazu krawędzi w etapie wstępnym.

1. Zapamiętaj współrzędne kolejnego niezerowego piksla x_p, y_p .

2. Podstaw $\varphi_j = \varphi_{\min}$.

3. Oblicz wartość wyrażenia:

$$r_j = x_i \cos \varphi_j + y_i \sin \varphi_j \quad (29)$$

4. Zwiększ licznik obszaru (r_p, φ_p) o jeden.

5. Wykonaj: $\varphi_j = \varphi_j + \Delta$, gdzie Δ jest rozmiarem najmniejszego obszaru wzdłuż współrzędnej φ .

6. Jeśli $\varphi_j < \varphi_{\max}$ — wróć do punktu 3.

7. Czy wszystkie punkty krawędzi na obrazie? Jeśli nie, to wróć do punktu 1.

8. Wybierz, np. przez porównanie z progiem, liczniki punktów (r_p, φ_p) o największych wartościach. Dają one równania prostych, do których należą krawędzie na obrazie.

3. WYZNACZENIE SZYBKOŚCI ALGORYTMÓW

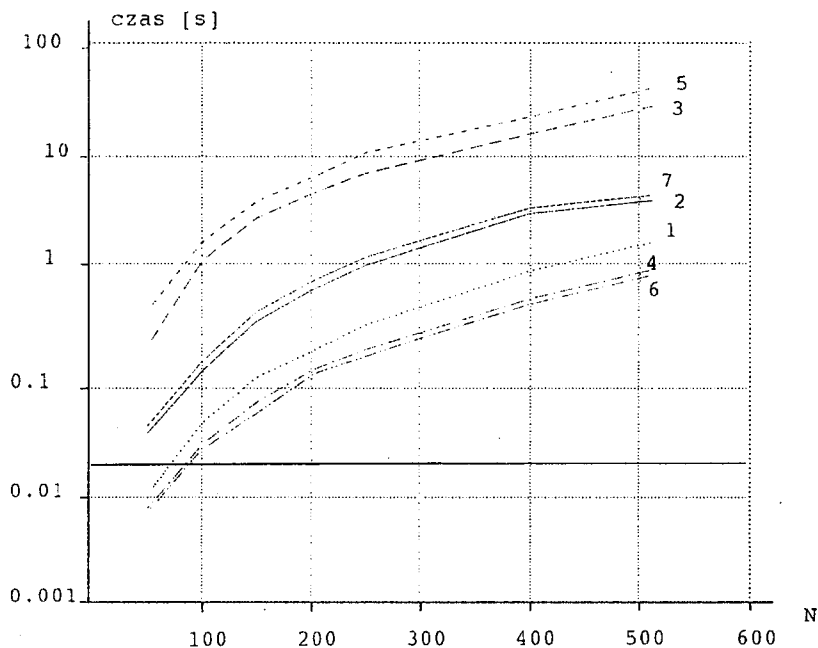
Dla porównania szybkości algorytmów zostaną policzone czasy ich wykonania przy użyciu procesorów Intel 486 i Pentium w zależności od wymiarów obrabianego obrazu.

Poniżej znajduje się lista podstawowych działań (instrukcji) razem z liczbą cykli zegarowych procesorów Intel i486 oraz Intel Pentium, potrzebnych do wykonania danej instrukcji [16], [17]. Działania z tej listy pozwolą na opisanie wymienionych w rozdziale 2 algorytmów, co z kolei umożliwi orientacyjne określenie czasu potrzebnego na wykonanie danego algorytmu.

Lp.	Działanie	Liczba cykli procesorów Intel 486	Instrukcja procesora	Liczba cykli procesorów Pentium
1.	dodawanie	9, 10(8, 20)	add,fadd	3,3
2.	odejmowanie	9, 10(8,20)	sub,fsub	3,3
3.	mnożenie	13 – 26, 13 – 26, 16	mul,imul,fmul	11,10,3
4.	dzielenie	24,28,73	div,idiv,fdiv	25,30,39
5.	pierwiastek	86	fsqrt	70
6.	wartość bezw.	3	fabs	1
7.	sinus	241	fsin	16 – 126
8.	cosinus	241	fcos	18 – 124
9.	And	9	and	3
10.	Not	9	not	3
11.	OR	9	or	
12.	test — porównanie logiczne	14	test	2
13.	porównanie — typu >, <, =	14,4	cmp,fcomp,	2,4
14.	pobranie z pam.	1	mov-pam > rej	1
15.	zapis do pam.	3	mov-rej > pam	1
16.				
17.				

Wyniki obliczeń dla procesora Pentium 120 MHz pokazano na rys. 8. Pokazane na rys. 9 czasy dla procesora 486 DX4 100 MHz są przeciętnie dwu- czterokrotnie dłuższe.

Otrzymane wyniki należy traktować jako ograniczenie od dołu rzeczywistego czasu wykonywania algorytmu. Z przedstawionych wykresów wynika, że — co jest oczywiste — szybkość wykonywania algorytmu w zasadniczy sposób zależy od wymiarów obrabianego obrazu. Ponadto bardzo istotny jest rodzaj algorytmu. Najszybciej wykonują się algorytmy morfologiczne i zerowania punktów różnych od maksimum, czyli takie, które nie wykorzystują złożonych operacji zmiennoprzecin-



Rys. 8. Obliczone czasy wykonywania algorytmów w zależności od rozmiarów liniowych obrazu N (cały obraz ma $N \times N$ pikseli) dla procesora Pentium 100 MHz: 1. metoda bazująca na teorii zbiorów rozmytych, 2. etykietowanie relaksacyjne, 3. sieci neuronowe, 4. zerowanie punktów nie maksymalnych, 5. filtracja wielowymiarowa, 6. metoda morfologiczna [11], 7. transformata Hough

kowych. Z kolei złożone obliczeniowo algorytmy, takie jakie są wykorzystywane przy filtracji wielowymiarowej czy sieciach neuronowych zajmują więcej czasu obliczeniowego.

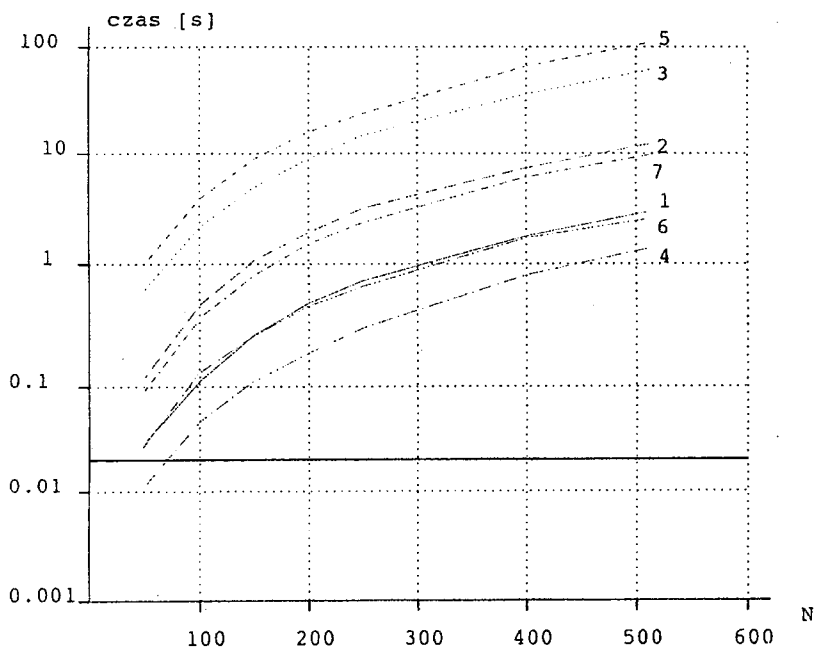
Dla sprawdzenia w praktyce uzyskanych wielkości niektóre z opisanych metod zostały zaimplementowane programowo. Program napisano w języku wyższego rzędu (Delphi), a jego kod nie był optymalizowany pod kątem szybkości wykonania. Program umożliwiał między innymi obliczenie splotu obrazu (podawanego w formie bitmapy) z dowolną maską, jak również wykonanie niektórych operacji morfologicznych, takich jak rozszerzenie, erozja, ścienianie, wykonywane między innymi wg algorytmów [10], [11]. Rezultaty wymienionych operacji dokonywanych na przykładowym obrazie pokazano na rysunkach 10–13. Przykładowe czasy wykonywania poszczególnych algorytmów dla obrazów o rozdzielczości 640×480 pikseli na komputerze z procesorem Pentium 120 MHz były następujące:

Erozja z maską 1×1 : 8 s.

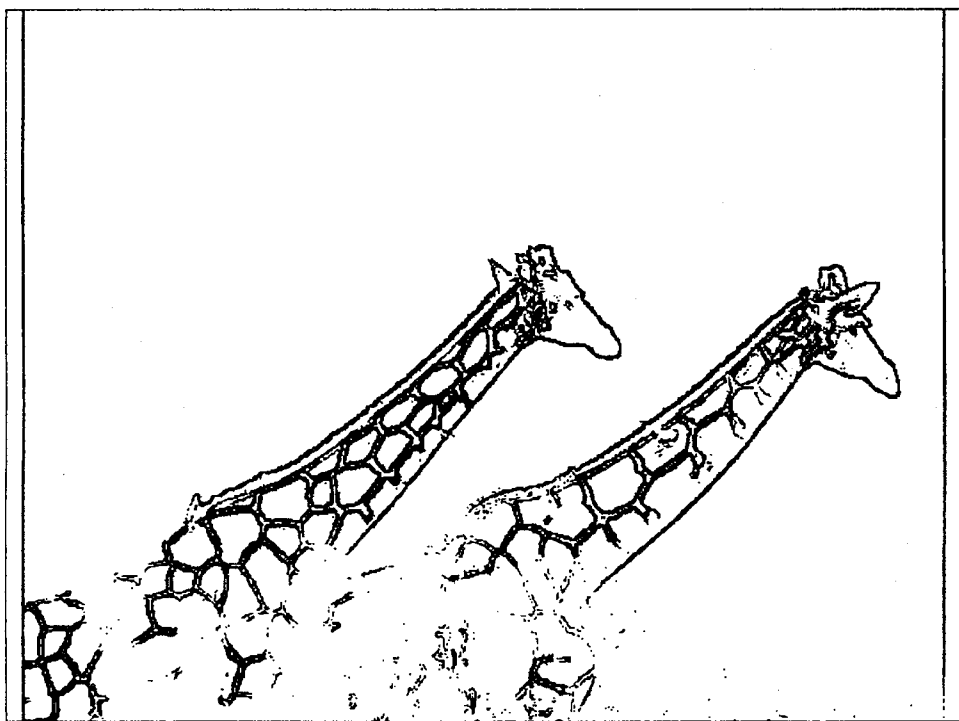
Rozszerzanie z maską 3×3 : 13 s.

Ścienianie [10]: 60 s.

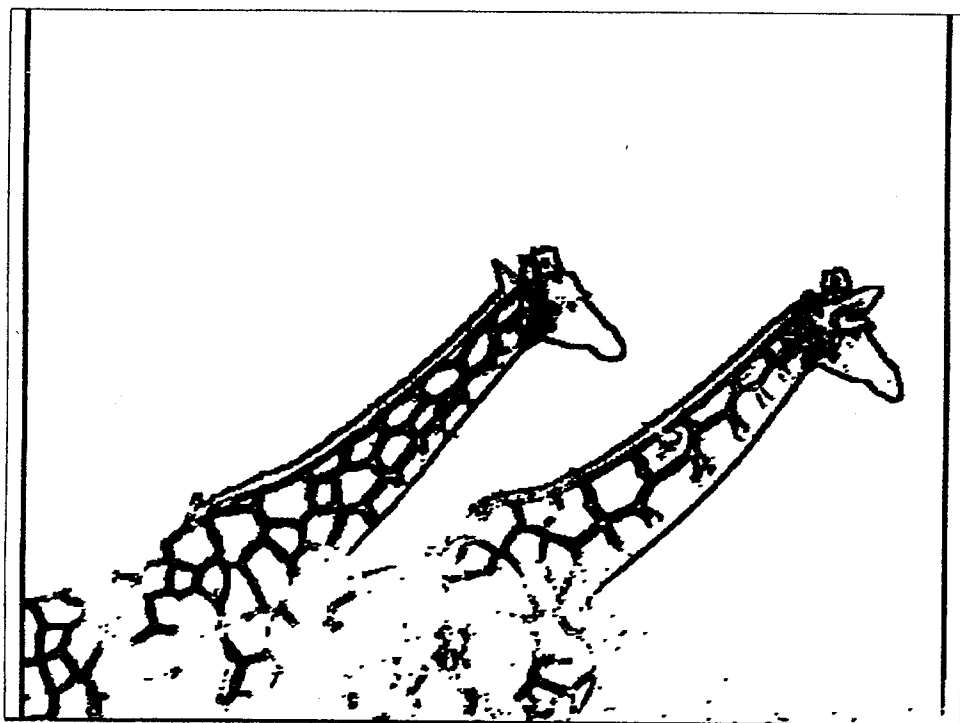
Ścienianie [11]: 100 s.



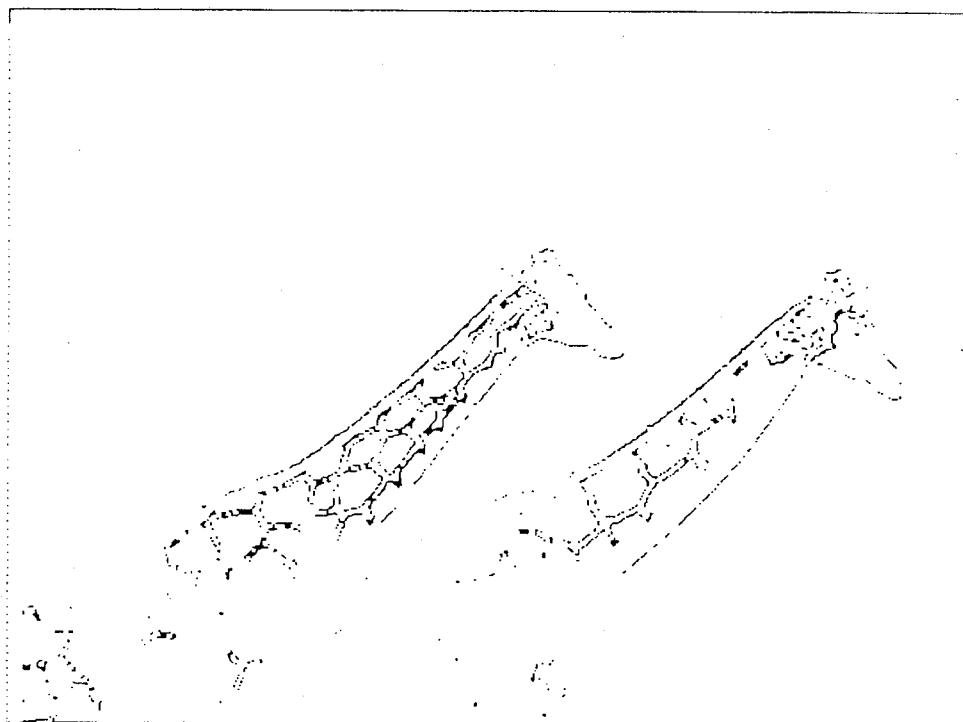
Rys. 9. Obliczone czasy wykonywania algorytmów w zależności od rozmiarów liniowych obrazu N (cały obraz ma $N \times N$ pikseli) dla procesora Intel 486DX4 100 MHz: 1. metoda bazująca na teorii biorów rozmytych, 2. etykietowanie relaksacyjne, 3. sieci neuronowe, 4. zerowanie punktów nie maksymalnych, 5. filtracja wielowymiarowa, 6. metoda morfologiczna [11], 7. transformata Hough



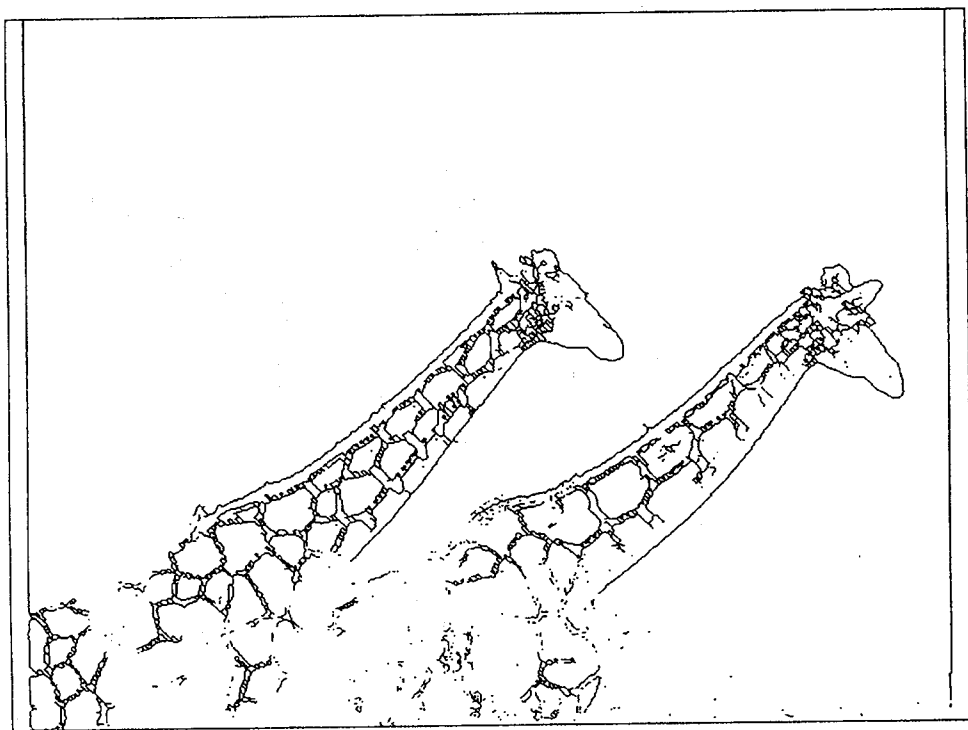
Rys. 10. Binarny obraz krawędzi (bez dalszej obróbki)



Rys. 11. Obraz z rys. 10 poddany operacji rozszerzenia (z maską 3×3)



Rys. 12. Obraz z rys. 10 poddany erozji (z maską 1×1)



Rys. 13. Obraz z rys. 10 poddany scienianiu zgodnie z algorytmem [10]

Należy jednak zaznaczyć, że czasy te w bardzo istotny sposób zależą od ilości i grubości krawędzi na obrazie.

Czasy te są znacznie większe aniżeli obliczone w części teoretycznej. Jako przyczyny można podać tu większą od zakładanej liczbę iteracji ($N=3...11$) oraz przypuszczalna nieefektywność czasową programów pisanych w użytym języku wyższego rzędu. Ponadto obliczenia wykonane poprzednio nie uwzględniają w znacznym stopniu konieczności wielokrotnego przeszukiwania obrazu w poszukiwaniu punktów nadających się do obróbki.

PODSUMOWANIE

W niniejszej pracy dokonano próby porównania szybkości działania wybranych algorytmów detekcji i obróbki krawędzi. Dla każdego algorytmu wyznaczono dokładną ilość i rodzaj wykonywanych elementarnych operacji. Następnie po uwzględnieniu czasu wykonywania każdego działania, obliczono czasy wykonania poszczególnych algorytmów przez popularne procesory Intel 486 DX4 100 MHz i Pentium 100 MHz. Należy zaznaczyć, że badane algorytmy zostały wzięte bezpośrednio z literatury i nie poddano ich jakiegokolwiek optymalizacji.

Otrzymane rezultaty wskazują na to, że istnieją znaczne różnice w czasach wykonania poszczególnych algorytmów nawet o dwa rzędy wielkości. Najwolniejsze są: programowa implementacja sieci neuronowej (ze względu na dużą liczbę obliczeń zmiennoprzecinkowych) oraz filtracja wielowymiarowa (duża liczba splatanych masek). Z kolei najszybsze są algorytmy morfologiczne (ze względu na binarny obraz) oraz proste algorytmy zerowania punktów nie maksymalnych.

Przeprowadzone eksperymenty z rzeczywistymi czasami wykonywania wybranych algorytmów napisanych w języku wyższego rzędu wskazują na to, że otrzymane rezultaty należy traktować jako dolne granice czasu wykonywania algorytmów. Faktyczne czasy wykonywania mogą być nawet o rząd wielkości większe, zwłaszcza przy wykorzystaniu języków programowania wyższego rzędu. Ten fakt nie zmienia jednak wyliczonych wzajemnych relacji czasowych między omawianymi algorytmami: jeśli jeden wymaga 10 operacji na piksel, a drugi — 50 takich samych operacji, to zawsze drugi algorytm będzie się wykonywał odpowiednio dłużej. Zwróćmy jeszcze uwagę na to, że w praktyce omawiane algorytmy nie nadają się do wykorzystania w czasie rzeczywistym. Przy standardzie telewizyjnym (20 ms między półobrazami) zdolność do obróbki ogranicza się w najlepszym przypadku do bardzo niewielkich fragmentów obrazu o minimalnych wymiarach.

BIBLIOGRAFIA

1. T. Law, H. Itoh, H. Seki: *Image filtering, edge detection, and edge tracing using fuzzy reasoning*. IEEE Trans. Patt. Anal. & Machin. Intell., vol. 18, nr 5, pp. 481–491, May 1996
2. S.K. Pal, R.A. King: *On edge detection of X-ray images using fuzzy sets*. IEEE Trans. Patt. Anal. & Machin. Intell., vol. 5, nr 1, po. 69–77, January 1983
3. S. Surka, K.P. Valavanis: *A cellular automata model for edge relaxation*. Journal of Intel. & Robotics Systems, vol. 4, pp. 379–391, 1991
4. S.W. Lawson, G.A. Parker: *Intelligent segmentation of industrial radiographic images using neural networks*. Proc. SPIE, vol. 2347, pp. 245–255
5. F. Dupont i in.: *Automatic recognition and analysis of surface defects on pickled steel sheet*. Proc SPIE, 1993 vol. 1964, pp. 78–89
6. R. Tadeusiewicz: *Sieci neuronowe*. Akademicka Oficyna Wydawnicza RM, Warszawa 1993
7. A.K. Gupta i in.: *A new approach for agregating edge points into line segments*. Pattern Recognition, 1993 vol. 26, nr 7, pp. 1069–1085
8. M. Meribout, K.M. Hou: *A real time reprogrammable low level image processor: edge detection and edge tracking accelerator*. Proc. SPIE 1993 vol. 2094, pp. 1528–1535
9. R.C. Gonzales, R.E. Woods: *Digital image processing*. Addison Wesley, Reading 1992
10. A. Datta, S.K. Parui: *A robust parallel thinning algorithm for binary images*. Pattern Recognition, 1994 vol. 27, nr 9, pp. 1181–1192
11. C. Bowen, N. Bagherzadeh: *Image processing applications in C++ on a hypercube multicomputer*. Computers Elect. Engng., 1993 vol. 19, nr 5, pp. 351–364
12. B.K. Jang, R.T. Chin: *Analysis of thinning algorithms using mathematical morphology*. IEEE Trans. Pattern Analys. & Machin. Intell., 1990 vol. 12, nr 6, pp. 541–551
13. Y. Xia: *Skeletonisation via the realisation of the fire front's propagation and extinction in digital binary shapes*. IEEE Trans. Pattern Analys. & Machin. Intell., 1989 vol. 11, nr 10, pp. 1076–1086

14. F.Y. Shih, W.T. Wong: *A new safe-point thinning algorithm based on mid-crack code tracing*. IEEE Trans. Systems, Man & Cybernetics, 1995 vol. 25, nr 2, pp. 370—378
15. M. Tremblay i in.: *High resolution smart image sensor with integrated parallel analog processing for multiresolution edge extraction*. Robotics & Autonomous Systems, 1993 vol. 11, pp. 231—242
16. M. Tuszyński, R. Goczyński: *Mikroprocesory 80286, 80386 oraz i486*. Komputerowa Oficyna Wydawnicza „HELP”, Warszawa 1992
17. <http://developer.intel.com/design/pentium/manuals>
18. S.K. POal & R.A. King: *Image enhancement using smoothing with fuzzy sets*. EIII Trans. Syst. Man & Cybern., vol. SMC-11, pp. 494—501, July 1981

J. SIUZDAK, Z. KWAŚNIK

THE COMPARISON OF THE METHODS OF EDGE DETECTION AND PROCESSING SPEED

S u m m a r y

Various methods of edge detection and processing are compared with regard to the processing speed. The algorithms representative to the following segmentation methods have been selected: fuzzy sets theory, neural networks, multi mask filtering, non maxima suppression, morphological methods, Hough transform, relaxation labelling. The number and type of elementary operations have been determined for each algorithm. Based on these the processing times on popular Intel processors (486 DX4 100 MHz, Pentium 100 MHz) have been calculated for each algorithm.

Key words: fuzzy sets theory, neural networks, multi mask filtering

Samoistna polaryzacja cienkowarstwowych sensorów piro- i piezoelektrycznych

DIONIZY CZEKAJ, ZYGMUNT SUROWIAK

Instytut Problemów Techniki, Uniwersytet Śląski

V.A. ALYOSHIN, S.V. BIRYUKOV, V.P. DUDKEVICH, I.M. SEM, E.V. SWIRIDOV

Wydział Fizyki, Uniwersytet Rostowski, Rostów nad Donem

Otrzymano 1997.01.31

Autoryzowano 1997.02.26

Mono- i polikrystaliczne ferroelektryki mają najczęściej złożoną strukturę domenową, a ich makroskopowa polaryzacja spontaniczna jest równa zeru. Z tego też względu materiały takie nie wykazują właściwości piro- i piezoelektrycznych bez uprzedniego spolaryzowania w zewnętrznym polu elektrycznym. Wytworzony stan spolaryzowania nie zawsze jest stabilny, tzn. zmienia się wraz z czasem oraz pod wpływem oddziaływań zewnętrznych (np. temperatury). W pewnych warunkach technologicznych można otrzymać ceramikę i monokryształy ferroelektryczne, wykazujące różną od zera i stabilną makroskopową polaryzację spontaniczną, bez konieczności uprzedniego ich polaryzowania w zewnętrznym polu elektrycznym. Polaryzacja taka nazwana została polaryzacją samoistną, a powstały stan elektryczny — unipolarnością. Duże praktyczne znaczenie ma unipolarność cienkich warstw ferroelektrycznych. Niniejsza praca poświęcona jest przejawom i warunkom powstawania samoistnej polaryzacji w cienkich warstwach ferroelektrycznych typu BaTiO_3 .

Słowa kluczowe: piezoceramika typu PZT, sygnały piezoelektryczne, sygnały pyroelektryczne, polaryzacja samoistna.

1. WPROWADZENIE

Współczesne czujniki piroelektryczne (temperatury, promieniowania ciepłego itd) i czujniki piezoelektryczne (zmiennych deformacji, naprężeń mechanicznych, prędkości, przyspieszenia itd) konstruowane są najczęściej na bazie materiałów ferroelektrycznych (BaTiO_3 , PbTiO_3 , LiNbO_3 , $\text{Pb}(\text{Ti},\text{Zr})\text{O}_3$, $(\text{Ba},\text{Sr})\text{TiO}_3$ itd). W cza-

sie chłodzenia ferroelektryków poprzez punkt Curie (T_C) zachodzi w nich przemiana fazowa, w wyniku której powstaje polaryzacja spontaniczna ($\vec{P}_s$). Najprostszą postacią ferroelektryka ($T < T_C$) byłby kryształ jednodomenowy (monodomenowy), tj. taki, w którym wszystkie elementarne dipole elektryczne zwrócone są w jednym kierunku. Kryształ monodomenowy jest energetycznie niestabilny. Głównym mechanizmem minimalizacji wkładu do energii swobodnej, związanego ze skokiem ΔP_s w T_C (sumy energii naprężeń mechanicznych i energii pola elektrycznego, czyli tzw. energii depolaryzacji) takiego kryształu, jest podział na 180° domeny elektryczne (o antyrównoległych zwrotach $\vec{P}_s$ oraz na domeny o kierunkach $\vec{P}_s$ różnych od 180° , czyli na tzw. domeny (bliźniaki) strukturalne. Domeny, w których wektory polaryzacji spontanicznej ($\vec{P}_s$) są skierowane prostopadle do powierzchni ferroelektryka nazywane są *c*-domenami, zaś domeny, w których $\vec{P}_s$ jest równoległa do powierzchni próbki *a*-domenami [1].

Podział kryształu na domeny umożliwia również łatwiejsze skompensowanie (*ekranowanie*) polaryzacji spontanicznej za pomocą swobodnych ładunków elektrycznych, znajdujących się na powierzchni (napływających z wnętrza kryształu oraz z otoczenia). W wyniku polidomenizacji oraz ekranowania $\vec{P}_s$ swobodnymi ładunkami elektrycznymi, makroskopowa polaryzacja kryształu ferroelektrycznego jest równa zeru ($\sum_i \vec{P}_{s_i} = 0$).

Jeszcze wyraźniej zjawiska te występują w polikryształach ferroelektrycznych (proszkach, ceramice, grubych i cienkich warstwach), zbudowanych z chaotycznie zorientowanych względem siebie kryształów.

Realne ferroelektryki, w których $\sum_i \vec{P}_{s_i} = 0$, a więc ferroelektryki makroskopowo nie spolaryzowane, mogą nie wykazywać ani właściwości piroelektrycznych ani piezoelektrycznych. Z tego to względu istotnym etapem w technologii czujników piro- i piezoelektrycznych jest proces polaryzowania elementów ferroelektrycznych w stałym zewnętrznym polu elektrycznym E_0 i w odpowiednio dobranych warunkach (temperatura polaryzowania T_p czas polaryzowania t_p , itd). W wyniku spolaryzowania $\sum_i \vec{P}_{s_i} \neq 0$ i element ferroelektryczny staje się aktywnym piro- i piezoelektrykiem. Trwałość i stabilność stanu spolaryzowania ferroelektryków zależy od warunków, w jakich ten proces był przeprowadzony, a więc od wartości E_0 , T_p i t_p oraz od charakterystyk $E_0(t_p)$, $T_p(t_p)$ i $E_0(T_p)$. W wyniku procesów degradacyjnych, a szczególnie starzenia, stan spolaryzowania ferroelektrycznych elementów nie jest trwały (występuje proces depolaryzacji). Z tego względu duże zainteresowanie fizyków i elektroników wywołują informacje o możliwości wystąpienia zjawiska samoistnego, trwałego spolaryzowania ferroelektryków (bez obecności zewnętrznego stałego pola elektrycznego E_0). Zjawisko takie pierwsi zaobserwowali już w drugiej połowie lat sześćdziesiątych E.V. Bursian i O.I. Zaikovski (1966) [2], Z. Surowiak (1966) [3] oraz N.F. Foster (1969) [4] w przypadku cienkich i grubych warstw ferroelektrycznych.

W pracy [2] przedstawiono rezultaty badań efektu piroelektrycznego w monokrystalicznych cienkich warstwach BaTiO_3 , osadzonych na podłożach z polikrystalicznej platyny. Cienkie warstwy grubości $d_f = 5 - 50 \mu\text{m}$ otrzymywano specjalną metodą, zbliżoną do metody topnienia strefowego [5]. Stwierdzono, że we wszystkich próbkach, nie poddawanych uprzednio procesowi polaryzowania, obserwuje się stan samoistnego spolaryzowania. Wektor makroskopowej samoistnej polaryzacji $\vec{P}$ był skierowany od podłoża do powierzchni cienkiej warstwy. Oznacza to, że powierzchnia cienkiej warstwy wykazywała polarność „+” w stosunku do uziemionego podłoża. Z tych to względów w późniejszych publikacjach stan samoistnego spolaryzowania ferroelektryków określano mianem unipolarności (jednobiegunowości) [np. 6–12]. E.V. Bursian i O.I. Zaikowski [2] przyjęli, że pojawienie się samoistnego spolaryzowania jest uwarunkowane różnicą potencjałów typu kontaktowego na granicy metalicznego podłoża i cienkiej warstwy ferroelektrycznej.

W pracy [3] stwierdzono, że w grubych warstwach BaTiO_3 i PbTiO_3 , otrzymanych metodą elektroforezy i dielektroforezy w silnych polach elektrycznych, występuje tekstura osiowa typu (001), zjawisko tworzenia domen c oraz unipolarności. Zwrot wektora samoistnej polaryzacji $\vec{P}$ jest zależny od polarności elektrody, na której osadza się warstwa ferroelektryczna. Proces spiekania warstwy w wysokich temperaturach ($T_s > 1000 \text{ K}$) nie usuwa unipolarności tak otrzymanych warstw. W przypadku proszkowych osadów na podłożach w słabych polach elektrycznych ($E_0 < 100 \text{ kV/m}$) efekt unipolarności nie występuje.

N.F. Foster [4] obserwował efekt piezoelektryczny w polikrystalicznych cienkich warstwach LiNbO_3 , nie poddanych wcześniej procesowi polaryzowania. Cienkie warstwy grubości $d_f = 1 - 4 \mu\text{m}$ otrzymywane były na podłożach z szafiru lub topionego kwarcu, pokrytych metalicznymi warstwami Au/Cr. Do osadzania cienkich warstw użyto metody triodowego rozpylania katodowego w stałym polu elektrycznym. Współczynnik sprzężenia elektromechanicznego podłużnego modu drgań grubościowych dla cienkich warstw LiNbO_3 wynosił $k_z \approx 0,08$, podczas gdy dla swobodnych kryształów LiNbO_3 w kierunku osi $\vec{Z}$ wynosi $k_t \approx 0,17$. Wektor samoistnej polaryzacji $\vec{P}$ był skierowany od powierzchni cienkiej warstwy w kierunku podłoża, tzn. powierzchnia cienkiej warstwy wykazywała polarność „–”.

Znacznie później pojawiło się wiele prac, w których prezentowane były zjawiska, będące przejawem obecności w ferroelektrykach samoistnej polaryzacji o uprzedewilejowanym kierunku $\vec{P}$. Obserwowano asymetrię pętli histerezy dielektrycznej w cienkich warstwach PZT [13–14] i grubych warstwach BaTiO_3 [15], asymetrię impulsów prądowych $i_s(t)$ w czasie przepolaryzowania grubych warstw $\text{Ba}(\text{Ti},\text{Sn})\text{O}_3$ metodą Merza w bipolarnych prostokątnych impulsach napięcia [16] oraz efekty piro- i piezoelektryczny w niepolaryzowanych wstępnie cienkich warstwach PbTiO_3 [17], $(\text{Ba},\text{Sr})\text{TiO}_3$ [18], $(\text{Pb}_{1-x}\text{Ca}_x)\text{TiO}_3$ [19], $\text{Pb}(\text{Zr}_{0,53}\text{Ti}_{0,45}\text{W}_{0,01}\text{Cd}_{0,01})\text{O}_3$ [20] i $\text{Pb}(\text{Zr},\text{Ti})\text{O}_3$ [21].

Zjawisko samoistnego spolaryzowania obserwuje się zatem niezależnie od składu chemicznego cienkich warstw ferroelektrycznych. Występuje ono w cienkich warstwach ferroelektrycznych otrzymywanych różnymi metodami w tym metodą wy-

prażania amorficznego kondensatu [13–14], rozpylania katodowego wielką częstotliwością [6–12, 17–20], rozpylania katodowego prądem stałym, [4], elektroforezy [3], sitodruku [16], metodą zolowo-żelową [21] itd. Poniżej przeanalizowano, w oparciu o dane literaturowe i nowe rezultaty własnych badań, poglądy na naturę zjawiska samoistnego spolaryzowania ferroelektryków. Określenie warunków dla powstania silnej unipolarności może w znacznym stopniu uprościć technologię czujników i przetworników piro- i piezoelektrycznych na bazie cienkowarstwowych ferroelektryków.

2. REZULTATY BADAŃ I ICH ANALIZA

Zarówno badania autorów tej pracy jak i wcześniejsze badania innych wykazały, że zjawisko samoistnego spolaryzowania zachodzi w trzech typach cienkich warstw ferroelektrycznych

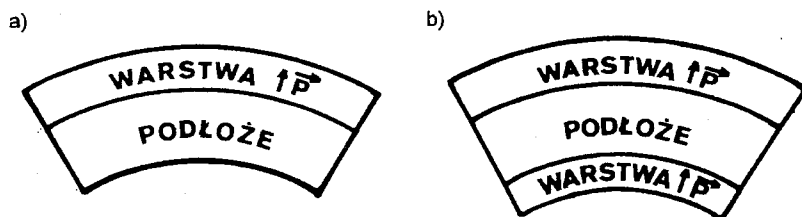
Do pierwszej grupy należą polikrystaliczne cienkie warstwy, otrzymane w temperaturze T_s niższej od temperatury Curie ($T_s < T_C$), w warunkach oddziaływania zewnętrznego pola elektrycznego E_0 . Przykładem mogą być polikrystaliczne cienkie warstwy LiNbO_3 , otrzymane metodą trójelektrodowego rozpylania katodowego w stałym polu elektrycznym [4] lub rozpylania katodowego w polu w.cz. [22]. W obydwu przypadkach obserwowano silny efekt samoistnego spolaryzowania; cienkie warstwy (uprzednio nie polaryzowane) wykazywały efekt piezoelektryczny: $k_t = 0,08$ (dla kryształów LiNbO_3 uprzednio polaryzowanych $k_t = 0,17$ [4]); $d_{33} = (6-8) \cdot 10^{-12} \text{C/N}$ (dla kryształów LiNbO_3 uprzednio polaryzowanych $d_{33} = (8-10) \cdot 10^{-12} \text{C/N}$ [22]). Bardzo istotne jest, to, że niezależnie od metody otrzymywania kierunek i zwrot samoistnej polaryzacji $\vec{P}$ jest identyczny, tzn. od górnej (swobodnej) powierzchni cienkiej warstwy w stronę podłoża. Cienkie warstwy LiNbO_3 polaryzowały się w procesie wzrostu, w wyniku działania na nie słabego pola elektrycznego. Wiadomo, że izolowane elektrycznie podłoże w plazmie wyładowania jarzeniowego ładuje się ujemnie z powodu większej ruchliwości elektronów (w porównaniu z jonami). Potencjał przesunięcia dielektrycznego może osiągać wartość kilkudziesięciu woltów [23]. Kierunek $\vec{P}$ w cienkich warstwach LiNbO_3 jest zgodny z kierunkiem pola przesunięcia, tzn. w stronę podłoża. W podobny sposób w słabym polu polaryzują się również kryształy LiNbO_3 , albo bezpośrednio podczas hodowli metodą Czochralskiego [24] pod wpływem niewielkiej różnicy potencjałów między kryształem — zarodzią i substancją roztopioną, albo też już po hodowli pod wpływem zewnętrznego pola elektrycznego $E_0 = 50-150 \text{ V/m}$ [25].

Do drugiej grupy należą polikrystaliczne cienkie warstwy ferroelektryczne otrzymane w temperaturze $T_s > T_C$ [np. 13, 14, 18, 20, 21, 26]. Wartość samoistnej polaryzacji (P) jest w tym przypadku mniejsza w porównaniu z P w cienkich warstwach I typu ($T_s < T_C$). Różnica potencjałów między podłożem (zwłaszcza metalicznym) i plazmą wyładowania w gazie nie odgrywa w tym przypadku istotnej roli w powstawaniu samoistnej polaryzacji. Efekt samoistnego spolaryzowania obserwowano zarówno w cienkich warstwach otrzymanych metodą rozpylania

katodowego, jak i innymi metodami (metodą topienia strefowego [26], metodą żolowo-żelową [21] itd.). W przypadku grubych warstw [26] i cienkich warstw z symetrycznymi elektrodami [18, 26] wykluczyć należy również decydującą rolę wewnętrznego pola elektrycznego pochodzenia kontaktowego. Wszystkie dane eksperymentalne wskazują natomiast na istotną rolę gradientu naprężenia mechanicznego w powstawaniu samoistnej polaryzacji w tego typu warstwach. Polikrystaliczne cienkie warstwy BaTiO_3 grubości $d_f = 1 - 5 \mu\text{m}$ otrzymano metodą rozpylania katodowego w polu w. cz., w atmosferze tlenu o podwyższonym ciśnieniu, na podłożu z folii platynowej grubości $d_l = 30 - 100 \mu\text{m}$. Folia taka nie ulega wygięciu przed osadzeniem na niej cienkiej warstwy nawet po wyprężeniu w $T = 973 - 1073 \text{ K}$ w powietrzu. Inna sytuacja ma miejsce po naniesieniu na tę folię cienkiej warstwy w $T_s > T_c$. Stosowano w tym celu dwa różne warianty aparaturowe.

W pierwszym wariacie odpowiednią temperaturę podłoża ($T_s = 1023 \text{ K}$) zapewnia specjalny grzejnik elektryczny. Stwierdzono, że po osadzeniu cienkich warstw w $T_s = 1023 \text{ K}$, a następnie ochłodzeniu ich do temperatury pokojowej ($T_r = 293 \text{ K}$), podłoża platynowe ulegały wygięciu — cienka warstwa osadzona była na ich stronie wypukłej (rys. 1a). Dla wyznaczenia efektywnego modułu piezoelektrycznego d_{33} (oś OX_3 jest normalna do podłoża) na górne swobodne powierzchnie cienkich warstw nanoszono „symetryczne”, tzn. również platynowe kontrelektrody. Pomiary d_{33} przeprowadzono metodą quasistatyczną [20]. Specjalna aparatura pomiarowa pozwoliła uniknąć błędów związanych z krzywizną próbki cienkowarstwowej. Cienkie warstwy BaTiO_3 wykazywały efekt piezoelektryczny bez uprzedniego jej polaryzowania zewnętrznym polem elektrycznym ($d_{33}^0 = (10-20) \cdot 10^{-12} \text{ C/N}$). Moduł piezoelektryczny d_{33}^0 cienkich warstw BaTiO_3 jest znacznie mniejszy od modułów piezoelektrycznych uprzednio polaryzowanych kryształów ($d_{33} = (86 - 90) \cdot 10^{-12} \text{ C/N}$) i ceramiki BaTiO_3 ($d_{33} = (170 - 200) \cdot 10^{-12} \text{ C/N}$). Oznacza to, że niewielka jest również wartość samoistnej polaryzacji P polikrystalicznych cienkich warstw BaTiO_3 . Wektor $\vec{P}$ był skierowany od podłoża w stronę górnej swobodnej powierzchni cienkiej warstwy (w stronę platynowej kontrelektrody). Kierunek i zwrot wektora $\vec{P}$ w otrzymanych cienkich warstwach był zgodny z kierunkiem $\vec{P}$ w cienkich warstwach BaTiO_3 , otrzymanych na podłożach platynowych metodą topienia strefowego [26] (kontrelektrody również platynowe), a także zgodny z kierunkiem $\vec{P}$ w cienkich warstwach $\text{Pb}(\text{Zr},\text{Ti})\text{O}_3$, otrzymanych w wyniku wyprężania amorficznego kondensatu na podłożach z Al_2O_3 pokrytych Pt (kontrelektrody aluminiowe) [13 – 14].

W drugim wariacie zastosowano aparaturę bez specjalnego układu podgrzewającego podłoże. Podłoże umieszczano w niewielkiej odległości ($d_{s-l} = 6 - 8 \text{ mm}$) od powierzchni rozpylanego targetu ceramicznego BaTiO_3 . Podgrzewane ono było do $T_s \approx 1023 \text{ K}$ tylko w wyniku bombardowania przez przyspieszony strumień jonów i elektronów. Brak specjalnego grzejnika podłoża umożliwiał nanoszenie cienkich warstw na obydwie strony platynowych podłoży, tzn. na stronę przednią (zwróconą w stronę targetu) i tylną. Szybkość osadzania (v_g) cienkiej warstwy na tylnej stronie podłoża była 2,5 razy mniejsza w porównaniu z v_g na przedniej stronie. Po ochłodzeniu do temperatury pokojowej podłoża wyginały się wypukłością



Rys. 1. Wygięcie cienkiej warstwy BaTiO₃, osadzonej na platynowym podłożu metodą rozpylania katodowego w polu w.cz.: a — cienka warstwa osadzona tylko na jednej stronie podłoża; b — cienka warstwa osadzona na obydwu stronach podłoża

w stronę cienkiej warstwy o większej grubości. Wygięcie podłoża i kierunki samoistnej polaryzacji w cienkich warstwach, otrzymanych w obydwu wariantach podgrzewania podłoża, przedstawiono na rys. 1 (a) i (b).

Trzecią grupę cienkich warstw ferroelektrycznych polaryzujących się samoistnie, stanowią warstwy heteroepitaksjalne, otrzymane w $T_s > T_C$. Istnieje niewiele danych literaturowych na temat samoistnej polaryzacji w tego typu warstwach. Dotyczą one przede wszystkim warstw PbTiO₃/(001)MgO [10, 17, 19, 27–29] i (Ba,Sr)TiO₃/(001)MgO [10, 27–30]. Autorzy niniejszej pracy badali strukturę domenową metodą mikroskopowych obserwacji figur trawienia (transmisyjny mikroskop elektronowy, jednostopniowe repliki platynowo-węglowe). Metoda ujawniania struktury domenowej metodą trawienia chemicznego oparta jest na różnej szybkości trawienia, przez odpowiedni odczynnik chemiczny, poszczególnych mikroobszarów powierzchni ferroelektryków o różnej polarności. Obszary dodatniego związanego ładunku elektrycznego, czyli obszary o polarności „+” (wektor $\vec{P}_s$ jest skierowany od podłoża w stronę swobodnej powierzchni cienkiej warstwy) ulegają trawieniu prawie dwa razy szybciej niż obszary ujemnego związanego ładunku elektrycznego, czyli obszary o polarności „–” (wektor $\vec{P}_s$ jest skierowany w stronę podłoża). Obszary nienaładowane lub *a*-domeny (wektor $\vec{P}_s$ jest równoległy do podłoża) ulegają trawieniu z szybkością pośrednią (ok. 75% szybkości trawienia końców domen o polarności „+”).

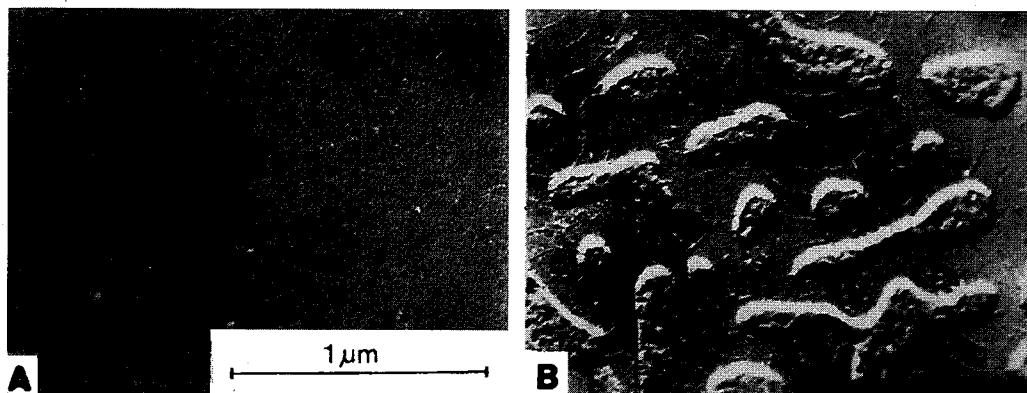
W heteroepitaksjalnych warstwach (Ba_{1-x}Sr_x)TiO₃/(001)MgO dla $x \leq 0,3$ nie stwierdzono obecności *a*-domen, tzn. że wektory $\vec{P}_s$ wszystkich ujawnionych domen są prostopadłe do podłoża. Koncentracje *c*-domen o polarności „+” i „–” nie były jednakowe (rys. 2). Nieduże *c*-domeny o polarności „+” rozmieszczone były w sposób nieuporządkowany w „–” *c*-domenowym otoczeniu.

Integralną miarą stanu samoistnego spolaryzowania może być współczynnik unipolarności γ :

$$\gamma = \frac{S_-}{S_+}, \quad (1)$$

gdzie: S_- , S_+ są całkowitymi powierzchniami figur trawienia domen o polarności „–” i „+”.

W miarę zmniejszania grubości (d_f) cienkich warstw od 2,5 μm do 0,5 μm współczynnik γ wzrasta od 3,0 do 4,7 co odpowiada wzrostowi samoistnej polaryza-



Rys. 2. Mikrofotografie powierzchni heteroepitaksjalnej warstwy $(\text{Ba}_{0,8}\text{Sr}_{0,2})\text{TiO}_3//(\text{001})\text{MgO}$, o grubości $d_t = 1,5 \mu\text{m}$, przed (a) i po (b) trawieniu chemicznym

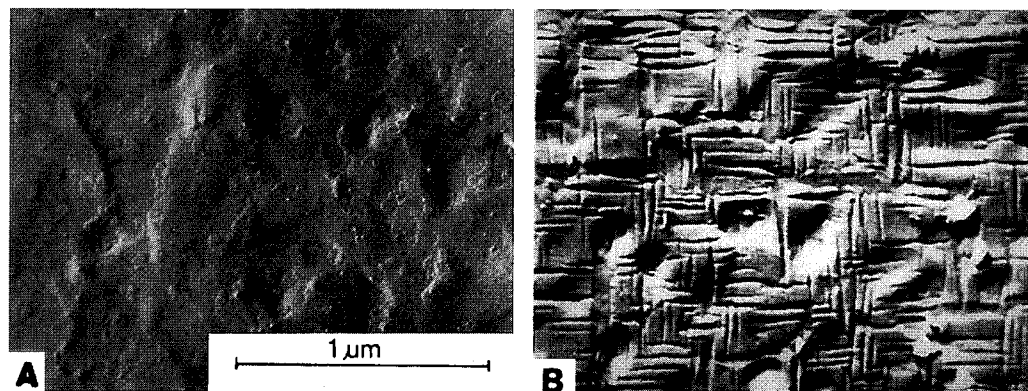
cji od $P = 0,5 P_s$ do $P = 0,65 P_s$. W cienkich warstwach grubości $d_t < 0,5 \mu\text{m}$ oszacowanie powierzchni (S_+) domen o polarności „+” staje się praktycznie niemożliwe; w miarę zmniejszania grubości cienkich warstw rozmiary domen o polarności „+” zmniejszają się (rozdrabnianie „+” c-domen w „-” c-domenowym otoczeniu).

Samoistne spolaryzowanie heteroepitaksjalnych warstw $(\text{Ba},\text{Sr})\text{TiO}_3//(\text{001})\text{MgO}$, otrzymywanych metodą w.cz. rozpylania, może być konsekwencją wychwytu części elektronów, bombardujących podłoże MgO w początkowym stadium wzrostu, przez pułapki powierzchniowe. Pole elektryczne tych „zamurowanych” elektronów, skierowane w kierunku podłoża, może polaryzować cieką warstwę w czasie jej chłodzenia od T_s przez T_C do T_r , czyli również w czasie przemiany fazy paraelektrycznej w ferroelektryczną. W przypadku tego typu cienkich warstw wykluczyć należy mechanizm powstawania $\vec{P}$, charakterystyczny dla monokryształów PbTiO_3 , w których zachodzi kontrolowana przemiana fazowa z płaską granicą międzyfazową [31]. $(\text{Ba},\text{Sr})\text{TiO}_3$ ma bowiem zbyt niskie przewodnictwo elektryczne w punkcie Curie. Również nie jest w tym przypadku możliwy przedstawiony wcześniej mechanizm, związany z wpływem naprężeń mechanicznych. Nasze analityczne oszacowania, uwzględniające wartość liniowych współczynników rozszerzalności cieplnej podłoża MgO (λ_s) i cienkiej warstwy $(\text{Ba},\text{Sr})\text{TiO}_3$ (λ_r) oraz uwzględniające wartość deformacji spontanicznej (ξ_s) w punkcie (T_C), wykazały, że proces polaryzowania, wywołany gradientem mechanicznego naprężenia musiałby prowadzić do powstania $\vec{P}$ o kierunku przeciwnym do obserwowanego eksperymentalnie.

Heteroepitaksjalne warstwy $\text{PbTiO}_3//(\text{001})\text{MgO}$ mają bardziej złożoną strukturę domenową od cienkich warstw $(\text{Ba},\text{Sr})\text{TiO}_3//(\text{001})\text{MgO}$. Warstwy PbTiO_3 są *a-c*-domenowe, lecz jak wykazały badania rentgenowskie, koncentracja *c*-domen jest większa od koncentracji *a*-domen i wynosi 65–85%. Badania rentgenowskie nie mogą jednak dostarczyć informacji na temat uprzywilejowanej orientacji *c*-domen o polarności „+” lub „-”. Wnioski takie można wyciągnąć na podstawie badań

figur trawienia oraz na podstawie badań dielektrycznych. Stwierdzono, że warstwy heteroepitaksjalne $\text{PbTiO}_3//(\text{001})\text{MgO}$, uprzednio nie polaryzowane w zewnętrznym polu elektrycznym, charakteryzują się silnym efektem piroelektrycznym. Ich współczynnik piroelektryczny $\gamma_p = 2,5 \cdot 10^{-4} \text{ C/m}^2 \cdot \text{K}$ jest porównywalny z γ_p dla swobodnych monokryształów PbTiO_3 ($\gamma_p = (4,0 - 4,5) \cdot 10^{-4} \text{ C/m}^2 \cdot \text{K}$). Świadczy to o silnej samoistnej polaryzacji heteroepitaksjalnych warstw $\text{PbTiO}_3//(\text{001})\text{MgO}$, otrzymanych metodą w.cz. rozpylania ($P \approx 0,5 P_s$).

Rezultaty badań efektu piroelektrycznego oraz badań rentgenowskich zostały potwierdzone badaniami struktury domenowej heteroepitaksjalnych warstw $\text{PbTiO}_3//(\text{001})\text{MgO}$, otrzymanych tą samą metodą i w tych samych warunkach. Strukturę domenową ujawniano w wyniku trawienia chemicznego w roztworze kwasów, a badano metodą jednostopniowych replik Pt/C oraz transmisyjnego mikroskopu elektronowego. Na mikrofotografiach (rys. 3) przedstawione są figury trawienia domen jednej z cienkich warstw o grubości $d_f = 1,2 \mu\text{m}$ (rys. 3b) oraz obraz powierzchni nie trawionej (rys. 3a). Wynika z nich, że wzrost epitaksjalny odbył się wg mechanizmu „warstwa po warstwie” i stąd też przed trawieniem praktyczne nie są widoczne żadne szczegóły reliefu powierzchni. Dopiero po wytrawieniu obserwuje się układy regularnych, wzajemnie prostopadłych pasemek. Ich kierunki były zgodne z kierunkami krystalograficznymi $[100]$ i $[010]$ regularnej struktury MgO , tzn. odpowiadały przecięciom płaszczyzn bliźniaczenia (101) i (011) zespołu bliźniaków strukturalnych z powierzchnią (001) cienkiej warstwy PbTiO_3 . Obserwowane pasemka prezentują wąskie zagłębienia na płaskiej powierzchni (świadczy o tym obraz replik cieniowanych pod różnymi kątami). Pasemka te stanowią a -domeny (wektor $\vec{P}_s$ równoległy do powierzchni warstwy) w „-” c -domenowym otoczeniu (osnowie). Nie obserwuje się domen o polarności „+”. Koncentracja c -domen wynosi 66–80% pola powierzchni cienkiej warstwy. Wektor $\vec{P}$ był skierowany od swobodnej powierzchni cienkiej warstwy w stronę podłoża ($P > 0,66 P_s$). Fizyczna natura samoistnego spolaryzowania cienkich warstw $\text{PbTiO}_3//(\text{001})\text{MgO}$ wydaje się być identyczna, jak w przypadku warstw $(\text{Ba,Sr})\text{TiO}_3//(\text{001})\text{MgO}$.



Rys. 3. Mikrofotografie powierzchni heteroepitaksjalnej warstwy $\text{PbTiO}_3//(\text{001})\text{MgO}$, grubości $d_f = 1,2 \mu\text{m}$, przed (a) i po (b) trawieniu chemicznym

Zasadniczo różne, pod względem ilościowym, rezultaty otrzymano w wyniku osadzania heteroepitaksjalnych warstw $\text{PbTiO}_3/(001)\text{MgO}$ metodą magnetronowego rozpylania w.cz. [19]. Samoistna polaryzacja takich warstw była stosunkowo mała ($P = 0,08 - 0,09 \text{ C/m}^2$), natomiast polaryzacja domenowo-orientacyjna, wyznaczona z pętli histerezy dielektrycznej, wynosi $P_r = 0,60 \text{ C/m}^2$. Autorzy pracy [19] uważali, że efekt samoistnej polaryzacji był wywołany przez gradient naprężenia mechanicznego w kierunku zgodnym z grubością cienkiej warstwy.

Trudno obecnie jednoznacznie określić przyczyny ilościowej niezgodności rezultatów pracy [19] oraz prac [10, 27 – 29]. Brakuje między innymi informacji o wygięciu podłoża i o szybkości chłodzenia próbek od temperatury T_s do T_r . Istnieje jednak ważna informacja natury technologicznej dotycząca podłoża, na których zachodził epitaksjalny wzrost PbTiO_3 . W pracach [10, 27 – 29] cienkie warstwy PbTiO_3 osadzano bezpośrednio na przełomach lub zgładach kryształów MgO (001). Natomiast w pracy [19] miała miejsce podwójna epitaksja, tzn. najpierw epitaksjalny wzrost Pt na przełomach lub zgładach $\text{Mg}(001)$, a następnie dopiero epitaksjalny wzrost PbTiO_3 na monokrystalicznej platynie (Pt). Jeśli założyć, zgodnie z pracami [10, 27 – 29], że powstanie samoistnej polaryzacji jest uwarunkowane wychwytem ładunków ujemnych przez centra pułapkowe na powierzchni podłoża, to należy przyjąć, że po naniesieniu na $\text{MgO}(001)$ cienkiej warstwy Pt w sposób istotny zmieniły się warunki takiego wychwytu oraz czas życia pułapkowanych ładunków po przerwaniu wyładowania w komorze próżniowej.

PODSUMOWANIE

Przedstawiono literaturowe i własne dane eksperymentalne o efekcie samoistnej polaryzacji ferroelektrycznych cienkich warstw silnie związanych z podłożem. Przeanalizowano możliwe mechanizmy fizyczne tego efektu, interesującego ze względów poznawczych, jak i aplikacyjnych. Cienkie warstwy ferroelektryczne o dużej samoistnej polaryzacji mogą znaleźć zastosowanie jako przetworniki i sensory piro- i piezoelektryczne oraz jako elementy układów pamięciowych, nie wymagających zewnętrznego źródła energii.

Stan eksperymentalnych i teoretycznych badań dotyczących samoistnego polaryzowania się ferroelektryków cienkowarstwowych jest jeszcze słabo zaawansowany i nie pozwala na jednoznaczne określenie fizycznej natury tego efektu.

Praca była wykonana częściowo w ramach grantu KBN (Polska) Nr 8T11B07910, a częściowo w ramach grantu Nr 95-02-06099a (Russian Foundation for Basic Research).

BIBLIOGRAFIA

1. E.F. Fesenko, V.G. Gavrilachenko, A.F. Semenchov: *Domennaya struktura mnogoosnykh segnetoelektricheskikh kristallov*. RGU, Rostov-na-Donu (Rossiya) 1990, s. 94
2. E.V. Bursian, O.I. Zaykovski, Gercenovskie Chteniya (Leningrad), ser. fizika, 1966, t. 9, s. 3
3. Z. Surowiak, *Acta Phys. Polon.*, 1966, vol. 30, p. 731

4. N.F. Foster, Appl. Phys., 1969, vol. 40, p. 420
5. J. Żmija: *Podstawy wzrostu monokryształów*. PWN, Warszawa 1987
6. Z. Surowiak: *Wpływ warunków technologicznych na strukturę i właściwości fizyczne warstw ferroelektrycznych*. V.P. Dudkevich, A.A. Bakirov. Akustyka Molekularna i Kwantowa, 1994, t. 15, s. 175
7. D. Czekaj, Z. Surowiak, V.P. Dudkevich, A.A. Bakirov: Akustyka Molekularna i Kwantowa, 1994, t. 15, s. 175
8. Z. Surowiak, V.M. Mukhortov, V.P. Dudkevich, Ferroelectrics (USA), 1993, vol. 139, p. 1
9. Z. Surowiak, Ya.S. Nikitin, S.V. Biryukov, Yu.I. Golovko, V.M. Mukhortov, V.P. Dudkevich, Thin Solid Films, 1992, vol. 208, p. 76
10. Z. Surowiak, V.M. Mukhortov, V.P. Dudkevich, Archiwum Nauki o Materiałach (PAN) 1991, t. 12, s. 191
11. Z. Surowiak, A.E. Panich, V.P. Dudkevich: *Tonkie segnetoelektricheskie plenki RGPU Rostov-na-Donu (Rossiya)* 1994, s. 190
12. Z. Surowiak, V.P. Dudkevich: *Cienkie warstwy ferroelektryczne*. Uniwersytet Śląski, Katowice 1996, s. 171
13. T. Fukami, S. Fujii, Jap. J. Appl. Phys., 1985, vol. 24, p. 632
14. T. Fukami, S. Fujii, H. Tsuchiya, Jap. J. Appl. Phys., 1985, vol. 24, p. 410
15. Z. Surowiak, M. Łoposzko, J. Pawlik. Prace Fizyczne, Uniwersytet Śląski, Katowice, 1976, t. 5, s. 28
16. Z. Surowiak, J. Dec, R. Dytry, M. Łoposzko, M. Pardała. Prace Fizyczne, Uniwersytet Śląski, Katowice, 1978, t. 6, s. 157
17. K. Jijima, S. Kawashima, I. Ueda, Jap. J. Appl. Phys., 1985, vol. 24, p. 482
18. S.V. Biryukov, V.M. Mukhortov, A.M. Margolin, Yu.I. Golovko, I.N. Zakharchenko, V.P. Dudkevich, E.G. Fesenko, Izv. VUZ, ser fizika, 1986, t. 4, s. 28
19. E. Yamaka, H. Watanabe, H. Kumura, H. Kanaya, H. Okhuma, J. Vac. Sci. Technol. 1988, vol. A6, p. 2921
20. Z. Surowiak, D. Czekaj, A.M. Margolin, E.V. Sviridov, V.A. Alyoshin, V.P. Dudkevich. Thin Solid Films, 1992, vol. 214, p. 78
21. S. Sun, X. Du, P.A. Fuierer, B.A. Tuttle: *Rapid and long-term depolarization of sol-gel Pb(Zr,Ti)O₃ thin films with strong self-polarization*. Abstr. Eighth Intern. Meet. on Ferroelectricity, Maryland (USA) 1993, p. 44
22. A.A. Bakirov, A.M. Margolin, L.A. Reznichenko, E.V. Sviridov, V.P. Dudkevich: *RF-sputtered LiNbO₃ films for piezoelectric application*. Ninth Intern. Symp. on the Applications of Ferroelectrics, Pennsylvania, USA 1994, p. 101
23. *Handbook of thin film technology*. Ed. L.I. Maissel, R. Glang, Mc Graw Hill Book Company, New York 1970, p. 405
24. Z. Surowiak: *Dielektryczne i półprzewodnikowe właściwości cienkowarstwowych ferroelektryków*. Uniwersytet Śląski, Katowice 1989, s. 267
25. Yu.S. Kuzminov: *Niobat i tantalat litya — materiały dla nieliniowej optyki*. Nauka, Moskwa 1975, s. 223
26. E.V. Bursian, N.P. Smirnova. Uch. Zapiski LGPI. Leningrad, 1966, t. 303, s. 151
27. E.V. Sviridov, V.A. Alyoshin, V.M. Mukhortov, Yu.I. Golovko, V.P. Dudkevich, E.G. Fesenko. Ferroelectrics, 1984, t. 56, p. 1153
28. E.V. Sviridov, V.A. Alyoshin, I.N. Zakharchenko, Yu.I. Golovko, V.M. Mukhortov, V.P. Dudkevich: *X-ray and electron — microscopic data on heteroepitaxial PbTiO₃/(001)MgO films*. Twelfth European Crystallographic Meet. Vol. 1 Moscow 1989, p. 120
29. E.V. Sviridov, V.A. Alyoshin, Yu.I. Golovko, I.N. Zakharchenko, V.M. Mukhortov, V.P. Dudkevich. Phys. Stat. Sol., 1990, t. 121, p. 157
30. A.T. Piralova, V.A. Alyoshin, V.M. Mukhortov, V.P. Dudkevich, E.G. Fesenko. Kristallografiya, 1986, t. 31, s. 1175
31. D. Czekaj, R. Skulski, Z. Surowiak, V.A. Alyoshin, S.V. Biryukov, V.P. Dudkevich, I.M. Sem, E.V. Sviridov. Akustyka Molekularna i Kwantowa, 1996, t. 17, s. 65

D. CZEKAJ, Z. SUROWIAK, V.A. ALYOSHIN, S.V. BIRYUKOV,
V.P. DUDKEVICH, I.M. SEM, E.V. SVIRIDOV

INTRINSIC POLARIZATION OF THE PYRO- AND PIEZOELECTRIC
THIN FILM SENSORS

S u m m a r y

It is a common knowledge that both mono- and polycrystalline ferroelectrics are characterized by complex domain structure and that their macroscopic spontaneous polarization is equal to zero. This is the reason why such materials do not show pyro- or piezoelectric properties without pre-poling by external electric field. The formed state of polarization is not always stabile i.e. it changes with time and under the influence of external factors (e.g. temperature). Under the peculiar technological conditions one can obtain ceramics and ferroelectric monocrystals that show stabile and non- zero macroscopic spontaneous polarization without pre-poling by external electric field. Such a polarization was called intrinsic (or self-contained) and the electric state formed was called unipolarity. Unipolarity of the thin ferroelectric films is of great practical importance. The present work is devoted to evidences and conditions of formation of the intrinsic polarization in the thin ferroelectric films of the BaTiO₃-type.

Key words: thin-film sensors, domain structure, piezoceramic, ferroelectrics, intrinsic polarization.

Wielowarstwowe przetworniki piezoelektryczne o wysokiej stabilności temperaturowej

JERZY DUDEK, DIONIZY CZEKAJ, ZYGMUNT SUROWIAK

Instytut Problemów Techniki, Uniwersytet Śląski

ALEKSANDER V. GORISH, YURII N. KOPTEV

Naukowo-Badawczy Instytut Pomiarów Fizycznych Agencji Kosmicznej, Moskwa

ALEKSANDER A. KUPRIENKO, ANATOL E. PANICH

Zakład „PIEZOPRIBOR”, Uniwersytet Rostowski, Rostów nad Donem

Otrzymano 1997.02.17

Autoryzowano 1997.04.

Dokładność pomiarów naprężeń mechanicznych przy użyciu czujników piezoelektrycznych, do budowy których wykorzystuje się ceramikę o właściwościach ferroelektrycznych, zależy od temperaturowych warunków pracy czujników. Znaczne zmiany temperatury powodują nakładanie się na sygnał piezoelektryczny impulsu piroelektrycznego, który wprowadza błąd do mierzonych naprężeń mechanicznych. W pracy przedstawiono konstrukcję wielowarstwowego czujnika piezoelektrycznego, umożliwiającą eliminację sygnału piroelektrycznego z sygnału piezoelektrycznego pochodzącego od naprężeń mechanicznych.

Słowa kluczowe: przetwornik piezoelektryczny, piezoceramika typu PZT, sygnał piezoelektryczny, sygnał piroelektryczny.

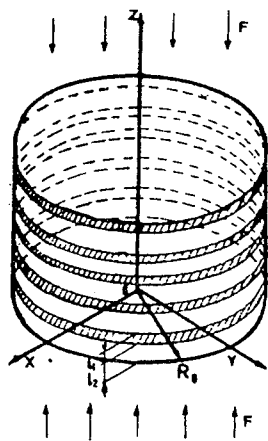
1. WSTĘP

Wśród czujników stosowanych w urządzeniach pomiarowych wielu parametrów fizycznych, specjalne miejsce zajmują piezoelektryczne czujniki zbudowane na elementach ceramicznych [1–6]. Wiele z tych urządzeń pracuje w niestabilnych warunkach temperaturowych (rakiety, pojazdy kosmiczne, silniki itp.). Zmiana temperatury urządzenia, a zatem i czujnika piezoelektrycznego, powoduje pojawienie się piroelektrycznego impulsu prądowego, który nakłada się na impuls piezoelektryczny, wynikający z mechanicznego odkształcenia ceramiki.

Wysokie wymagania stawiane aparaturze pracującej w ekstremalnych warunkach (wysokie temperatury, szeroki zakres i duże gradienty temperatur) czyni aktualnym zadanie opracowania czujników piezoelektrycznych o małej wrażliwości impulsu piezoelektrycznego na zmiany temperatury czujnika. W niniejszej pracy wykazano, że bazując na opracowanym modelu teoretycznym [7] można zbudować wielowarstwowy czujnik piezoelektryczny, dla którego wpływ efektu piroelektrycznego będzie nieznaczny przy dowolnych zmianach temperatury.

2. EKSPERYMENT

Modelowym wzorcem do badań był wielowarstwowy czujnik złożony z warstw polaryzowanej ceramiki o grubości l_1 , przedzielonych płytkami metalu o grubości l_2 — (rys. 1). Taki piezoelektryczny układ, złożony z równoległych płytek ułożonych



Rys. 1. Piezoelektryczny czujnik wielowarstwowy (l_1 — grubość warstwy polaryzowanej ceramiki, l_2 — grubość warstwy metalu)

w stos, można traktować jak polarną teksturę o symetrii $\infty \cdot m$ i opisać równaniem stanu dla termoelektrycznego ośrodka sprężystego [8]:

$$\left. \begin{aligned} D_i &= \varepsilon_{ij}^{\sigma\theta} E_j + d_{ia}^{\theta} \sigma_a + p_i^{\sigma} \theta \\ \xi_{\beta} &= d_{k\beta}^{\theta} E_k + s_{\alpha\beta}^{E\theta} \cdot \sigma_{\alpha} + \alpha_{\beta}^E \theta \\ \Sigma &= p_i^{\sigma} E_i + \alpha_{\beta}^E \sigma_{\beta} + \frac{\rho c_p^E}{T} \theta, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

gdzie:

$i, j = 1, 2, 3; \alpha, \beta = 1, 2, \dots, 6;$

D_i — składowe wektora indukcji elektrycznej;

E_j — składowe wektora natężenia pola elektrycznego;

σ_α — składowe tensora naprężeń mechanicznych (zapis macierzowy: $\alpha = 1 \dots 6$)

θ — zmiana temperatury ($\theta = T - T_0$, gdzie T — bieżąca temperatura elementu piezoceramicznego, zaś T_0 — temperatura początkowa);

$\varepsilon_{ij}^{\sigma, \theta}$ — składowe tensora przenikalności elektrycznej, mierzonej przy $\sigma = \text{const}$ i $\theta = 0$;

$d_{i\alpha}^\theta$ — składowe tensora modułów piezoelektrycznych mierzonych w warunkach izotermicznych ($\theta = 0$);

ξ_β — składowe tensora deformacji sprężystych (zapis macierzowy $\beta = 1 \dots 6$);

Σ — zmiana entropii ($\Sigma = S - S_0$, gdzie S — bieżąca entropia układu, zaś S_0 — entropia stanu początkowego);

$s_{\alpha\beta}^{E, \theta}$ — składowe tensora podatności sprężystej (stałych sprężystości), mierzonej przy $E = \text{const}$ i $\theta = 0$;

p_i^σ — współczynnik piroelektryczny mechanicznie swobodnego kryształu, opisujący całkowity efekt piroelektryczny badany przy $\sigma = 0$;

α_β^E — składowe tensora współczynników rozszerzalności cieplnej, mierzonych przy $E = \text{const}$;

c_p^E — ciepło właściwe mierzone przy stałym ciśnieniu ($p = \text{const}$) i w stałym polu elektrycznym ($E = \text{const}$);

σ — gęstość materiału piezoelektrycznego.

Do opisu zachowania się takiego niejednorodnego warstwowego piezoelementu pod równoczesnym działaniem pola elektrycznego, mechanicznego i cieplnego użyto uśrednionych stałych fizycznych, które zależą od właściwości stanowiących go warstw i ich względnej grubości. Układ równań opisujący taki ośrodek składa się z równań elektrostatyki, równań równowagi i warunków zgodności deformacji, drugiej zasady termodynamiki oraz równania przepływu ciepła w wyniku przewodnictwa cieplnego [9–10].

Ograniczając się do analizy procesów odwracalnych i quasi-statycznych warunków pracy czujnika przyjęto w równaniu przepływu ciepła warunek $\partial q / \partial t = 0$, co odpowiada warunkom termostatyki [6].

Ponieważ czujnik składa się z dużej liczby cienkich warstw, których grubość (okres układu warstw $2l = l_1 + kl_2$; l_1 i l_2 — grubości warstw ceramicznych i metalicznych) jest znacznie mniejsza od ich rozmiarów poprzecznych R_0 , to do opisu uśrednionych własności fizycznych czujnika przyjęto przybliżenie jednowymiarowości

$$\frac{\partial}{\partial x} = \frac{\partial}{\partial y} = 0; \quad \frac{\partial}{\partial z} \neq 0. \quad (2)$$

Sposób rozwiązania układu równań oparto na tym, że dla przyjętego jednowymiarowego modelu czujnika można znaleźć skoordynowaną zależność 10 zmien-

nych termodynamicznych. Wtedy efektywne, tj. pojawiające się w makroskopowym eksperymencie, właściwości piezoelektrycznego czujnika uzyskuje się z równań (1) drogą całkowania po grubości wielowarstwowego czujnika piezoelektrycznego przyjmując uśrednienie mikropól.

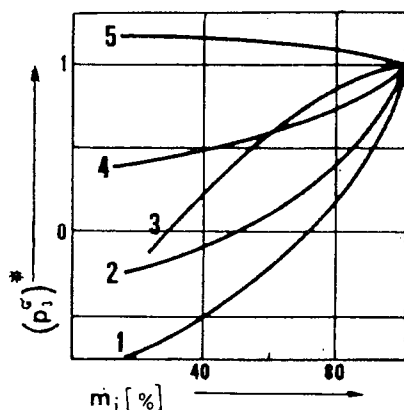
Obliczone najważniejsze parametry fizyczne badanego piezoelementu (wzdłużny moduł piezoelektryczny $(d_{33}^{\theta})^*$, przenikalność elektryczna $(\epsilon_{33}^{\sigma,\theta})^*$ i współczynnik piroelektryczny $(p_3^{\sigma})^*$) w zależności od stałych materiałowych warstw i ich grubości względnej $m_i = l_i/2l$ mają postać:

$$\begin{aligned}(d_{33}^{\theta})^* &= d_{33}^{\theta} - \frac{2d_{31}^{\theta}(\nu + s_{13}^{E,\theta}E)}{(m_1/m_2)(1-\nu) + (1-\nu_{12}^E)s_{11}^{E,\theta}E}, \\ (\epsilon_{33}^{\sigma,\theta})^* &= \frac{\epsilon_{33}^{\sigma,\theta}}{m_1} \left[1 - \frac{2m_2(k_{31})^2}{m_1(1-\nu)/(Es_{11}^{E,\theta}) + m_2(1-\nu_{12}^E)} \right], \\ (p_3^{\sigma})^* &= p_3^{\sigma} - \frac{2m_2d_{31}^{\theta}(\alpha_1 - \alpha)E/(1-\nu)}{m_1 + m_2(s_{11}^{E,\theta} + s_{12}^{E,\theta})E/(1-\nu)},\end{aligned}\quad (3)$$

gdzie:

- d_{33}^{θ} i d_{31}^{θ} — moduły piezoelektryczne;
- $\epsilon_{33}^{\sigma,\theta}$ — przenikalność elektryczna;
- k_{31} — współczynnik sprzężenia elektromechanicznego;
- p_3^{σ} — współczynnik piroelektryczny mechanicznie swobodnej ceramiki;
- α_1 — współczynnik liniowej rozszerzalności cieplnej ceramiki;
- α — współczynnik liniowej rozszerzalności cieplnej metalu;
- $s_{11}^{E,\theta}, s_{12}^{E,\theta}, s_{13}^{E,\theta}$ — współczynniki sprężystej podatności ceramiki;
- $\nu_{12}^E = -s_{12}^{E,\theta}/s_{11}^{E,\theta}$ — współczynnik Poissona dla piezoceramiki;
- ν — współczynnik Poissona dla metalu;
- E — moduł Younga.

Przeprowadzona przy użyciu komputera analiza zależności współczynnika piroelektrycznego czujników piezoelektrycznych z ceramiki CTS-19, PZT-5 i tytanianu bizmutu w układach z różnorodnymi metalami od względnej grubości warstw (m_i) wykazała, że na pracę czujnika zasadniczy wpływ mają poprzeczne efekty piezoelektryczne. Wnoszą one wkład w sygnał elektryczny, pochodzący od naprężeń wywołanych temperaturą. W czujnikach zbudowanych na bazie ceramiki z małą anizotropią modułów piezoelektrycznych w połączeniach z aluminium, stałą 36HXTIO, tytanem, mosiądzem lub ołowiem, wkład w sygnał elektryczny prowadzi do zmniejszenia efektywnego współczynnika piroelektrycznego $(p_3^{\sigma})^*$. Przy określonym stosunku grubości warstw ceramicznych i metalicznych $(p_3^{\sigma})^*$ uzyskuje zerową wartość. Na rysunku 2 przedstawiono zależność współczynnika piroelektrycznego czujnika jaki tworzy układ ceramika piezoelektryczna — metal, od względnej grubości ceramiki CTS-19 przy wykorzystaniu następujących metalicznych warstw: 1 — aluminium, 2 — stal 36HXTIO i mosiądz, 3 — ołów, 4 — platy-



Rys. 2. Zależność współczynnika piroelektrycznego od względnej grubości warstw m_i w układach ceramiki CTS-19 z warstwami: 1 — aluminium 2 — stali rosyjskiej 36HXTIO i mosiądzu, 3 — ołowiu, 4 — platyny, 5 — stali 32HKD

na, 5 — stal 32HKD. Względna grubość ceramiki (m_i) zależy od jej składu. Dla piezoelementów z CTS-19 i PZT-5 wynosi (w procentach w stosunku do ogólnej grubości pakietu ceramika-metal) odpowiednio: 72 i 78% — dla aluminium, 48 i 63% — dla stali 36HXTIO, 48 i 60% dla mosiądzu, 42 i 52% — dla srebra, 50 i 58% — dla cyny oraz 30 i 36% — dla ołowiu. Dla tych układów współczynniki liniowej rozszerzalności cieplnej ceramiki α_1 są mniejsze od α metalu. Jeśli w czujniku warstwę metalu stanowi platyna lub stal 32 HKD, dla których $\alpha_1 \geq \alpha$, to współczynnik piroelektryczny ma zawsze wartości większe od zera, rosnące wraz ze zmniejszaniem się względnej grubości m_i .

Dla ceramiki tytanianu bizmutu takiego efektu nie obserwuje się z powodu dużej anizotropii modułów piezoelektrycznych — $|d_{33}^0/d_{31}^0| = 18$, z czego wynika słaby wkład poprzecznych efektów piezoelektrycznych.

Należy podkreślić, że przedstawione rezultaty mają miejsce tylko wtedy, gdy warstwy ceramiki i metalu są złączone sztywno i nie występują poślizgi warstw pod wpływem naprężeń mechanicznych.

PODSUMOWANIE

Przedstawione rezultaty badań nad konstrukcją wielowarstwowych czujników piezoelektrycznych wskazują na to, że można wyeliminować wpływ temperatury na wartość sygnału elektrycznego, pochodzącego od naprężeń mechanicznych, przez odpowiedni dobór warstw ceramiki i metalu oraz ich względnej grubości i ilości. Zaproponowany sposób sterowania wielkością sygnału piroelektrycznego umożliwia istotne zmniejszenie szumów cieplnych i stanowi pewien wkład w budowę wysoko-stabilnych czujników piezoelektrycznych.

Praca była wykonana częściowo w ramach grantu KBN Nr 8 T11 BO 7910.

BIBLIOGRAFIA

1. A.V. Gorish, A.A. Kuprienko. Izv. A.N. ser. fiz., 1993, 5. 57, s. 232
2. E.S. Miroschnichenko, L.D. Grineva, O.N. Rozumovskaya, V.A. Servuli, V.D. Komarov: *Piezoaktivnye materialy. fizika, tekhnologia, primienienie w priborach*. RGU, Rostov-na-Donu 1991, s. 196
3. D. Czekaj, Z. Surowiak, V.P. Dudkevich, A.A. Bakirov. Akustyka Molekularna i Kwantowa, 1994, t. 15, s. 43
4. Z. Surowiak, D. Czekaj, V.P. Dudkevich, A.A. Bakirov: Elektronika, 1994, t. 1, s. 12
5. D. Czekaj, J. Dudek, Yu.I. Goltzov, Z. Surowiak: *Czujniki temperatury na bazie ceramiki ferroelektrycznej*. Materiały Konf.Nauk. Czujniki Optoelektroniczne i Elektroniczne COE'92, 26–28 maj 1992, Zegrze k/W-wy. Instytut Fizyki Plazmy i Laserowej Mikrosyntezy, Warszawa 1992, s. 284
6. Yu.N. Koptev, A.V. Gorish. Radiotekhnika (Izd. A.K. „Telekom” Moskva), 1995, N. 10, s. 7
7. D. Czekaj, Z. Surowiak, A.V. Gorish, A.A. Kuprienko, A.E. Panich. *Matematyczny model wielowarstwowego czujnika piezoceramicznego*, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 1996, t. 42, z. 2, s. 227–234
8. D. Berlincourt, D. Kerran, G. Jaffe: *Piezoelektricheskie i piezomagnitnye materialy i ikh primienienie v preobrazovatelakh*. Fizicheskaya akustyka, t. 1(A). Red. U.Mezon, Mir, Moskva 1996, s. 204
9. Yu.I. Sirotnin, M.P. Shaskolskaya: *Osnovy kristalofiziki*. Nauka, Moskva 1979, s. 640
10. L.D. Landau, E.M. Lifshic: *Teoreticheskaya fizika, t. 7. Teoriya uprugosti*. Nauka, Moskva 1987, s. 248

J. DUDEK, D. CZEKAJ, Z. SUROWIAK, A.V. GORISH, Y.N. KOPTEV
A.A. KUPRIENKO, A.E. PANICH

TEMPERATURE INDEPENDENT MULTILAYER PIEZOELECTRIC TRANSDUCERS

S u m m a r y

Accuracy of the mechanical stress measurements carried out by piezoelectric sensors built on the basis of ferroelectric ceramics depends on the temperature conditions of operation of the sensors. Substantial changes in temperature cause superposition of piezoelectric and pyroelectric signals. The pyroelectric pulse signal influences an output signal and adulterates measured values of mechanical stresses. A construction of multilayer piezoelectric sensor is shown. The sensor makes it possible to separate pyro- and piezoelectric signals caused by temperature changes and mechanical stresses respectively, and yields a signal proportional to mechanical stresses only.

Key words: piezoceramics of PZT-type, multilayer system, piezoelectric signal, pyroelectric signal.

Using M-ary digital modulation for coherent optical subcarrier multiplexing SCM system

MIKHAIEL SALIM MAKHOUL

University of Technology, Latakia, Syria

Instytut Telekomunikacji, Politechnika Warszawska

Received 1997.01.23

Authorized 1997.03.26

It is the purpose of this letter to analyze the use of multilevel digital modulation for coherent subcarrier multiplexing system and how increase the bandwidth efficiency. Using a binary modulation in the coherent subcarrier multiplexing system is offers 1bps/Hz bandwidth efficiency. In contrast, we try to offer theoretical studies and discussion about a new coherent subcarrier multiplexing communication system which use multilevel digital modulation with the band width efficiency more than one for carrying more data information on the limited bandwidth. The term "Coherent" defined and M-ary digital modulation is discussed to realization this purpose. For minimization nonuniform laser Frequency Modulation-Response and impact of noise, we employ feedback equalizer in the transmitter and phase noise cancelling circuit in the receiver. In the end effects of noise is discussed.

Key words: digital modulation, coherent subcarrier systems, laser FNR, phase noise.

1. INTRODUCTION

Peoples need to communications increase day by day, this always leads researches and investigator interest in this mater to work focus in this domain to evaluate these communication systems, and make them interest to carry more information on the bandwidth fixed and one communication line.

Communication as science is the study to carrying the information, messages and news from point to anther by averring apparatus and avarring systems, Fig. (1) shows simple communication system. Coherent optical communication systems will become more practical in the future with recent progress, in devices and electronics circuits, modules and system works. The first coherent system experiments were reported in 1980 by Saido, was a 200 Mbit/s frequency shift keying system. After

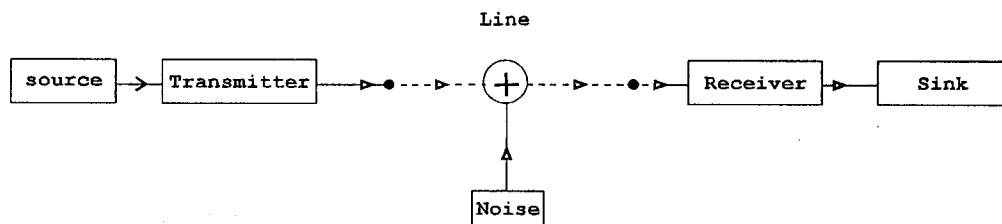


Fig. 1. Typical communication system uses to carrying the data information from the transmitter side to anther points

that the development of coherent optical systems has been closely to the rapidly advancing laser technology. Such practical systems promise to solve problem the need to more carrying information within the limited bandwidth. Among several systems is "*M-ary digital modulation for coherent optical subcarrier multiplexing*". In the binary digital modulation systems, only one of a two possible signals can be transmitted during each signalling interval, such digital modulation systems have a theoretical bandwidth efficiency of 1 bps/Hz ($f_b/f_s = \log_2 M$).

In many applications, we wish to transmit more bits per second. This leads to employ of M-ary digital modulation methods in which one of an M possible signals is transmitted during each Signalling interval. If is assumed that ($M = 4$), such digital modulation systems have a bandwidth efficiency 2 bps/Hz. Therefor, 4-ary digital modulation methods offer double the bandwidth efficiency of binary digital modulation systems, sense more information is carried per symbol there is a sensitivity advantage of M-ary signalling over binary systems, but is more sensitive to phase and additive noise and is difficult and expensive to carry out succesfully.

Communication systems are evaluated by the performance of a digital system is usually expressed as the mean value $p_s (<p_s>)$ with the modulation present needed to give a specific BER, 10^{-9} is a typical value used for this purpose [14]. Our goal and interest usually to be the general performance is good.

In the following sections we turn our attentions to M-ary modulation methods and discussion has focused attention on using and employing for coherent optical subcarrier mutliplexing system. We are now through with the introductory part of this paper, and in the remaining parts we are going to see in details the following sections: what is the coherent systems and how the coherent is coherent, M-ary digital modulation methods, configuration system, nonuniform response of the laser frequency modulation, and in the end effect noises.

2. WHAT IS THE COHERENT SYSTEMS AND HOW COHERENT IS COHERENT

Obtain single frequency optical sources that it is called coherent light is our goal for coherent communication system. The distributed feedback light diode (DFB LD), is one of a simplest single frequency laser diodes. For that we say, the

requirements of a laser for use in coherent optical systems, must be very stringent, it must be single frequency. For system studies it is more useful to have single frequency light diode. The local oscillator is the key component of a coherent optical receiver. For coherent system purpose, a local oscillator signal should be generated in the receiver with both the proper frequency and phase. This means that there will be phase and frequency coherence between the received signal and local oscillator, giving coherent or synchronous intermediate frequency (IF) detection. Coherent IF-detection requires extremely good phase coherence between received signal and local oscillator. When using semiconductor laser this can only be achieved with an optical phase locked loop and very narrow linewidth laser, on the other hand, systems with coherent IF-detection are ideal from this point of view, but the phase noise is unimportant in non-coherent IF-detection, ensuring that the IF bandwidth of the heterodyne receiver is large enough.

This shows that there is a coherence between the optical frequencies of two light sources, on the other hand, in electronics the term coherent is reserved for the situation of two oscillators locked both in frequency and in phase. It will be shown that the stability of the optical laser oscillators has a large influence on the design of coherent optical systems. We will say again, the requirement of a laser for use in coherent optical systems, are however very stringent. It must be single-frequency, with a high stability or in other words low linewidth, give high output power and have flat modulation characteristic, high bandwidth, low sensitivity to optical reflections.

Although the high receiver sensitivity associated with coherent optical detection certainly is an advantage, this cannot be the single reason for introducing such a new technology, but another advantage could be that, for example, carried information from the transmitter to receiver side.

3. M-ARY DIGITAL MODULATION METHODS

Modulation, often, is a process by which one or more parameters of waveform are varied in a manner directly related to an information-bearing signal. Our goal for that, first, carried the information in a good form using high frequency, second, transmitted several signals without interference. When using the modulation, some factors, must be conceded, among from these, power signals, bandwidth frequency, distortion and power noise.

Kinds modulations are analogue modulation methods, and digital modulation methods, among from these "M-ary Digital Modulation Methods", or which called "Multilevel Digital Modulation Methods". As we said M-ary digital modulation uses more than two signal levels. Choice of digital modulation methods is dependent primary on:

1. Bandwidth efficiency [bps/Hz].
2. Error performance (P_e versus S/N).
3. Equipment complexity that limited the cost of the system.

Required transmitted power and equipment complexity generally increase with improved bandwidth efficiency. However, a specific modulation choice may be dependent on other factors, for example, linearly, distortion, fading, and effect phase and additive noise. Use of higher bandwidth efficient modulation scheme is one way to overcome on fibre dispersion on the received optical signal in the optical communication systems. Our interest in M-ary modulation methods for coherent digital communication systems required to handle high data rates within fixed bandwidth, and this lead to high bandwidth efficiency.

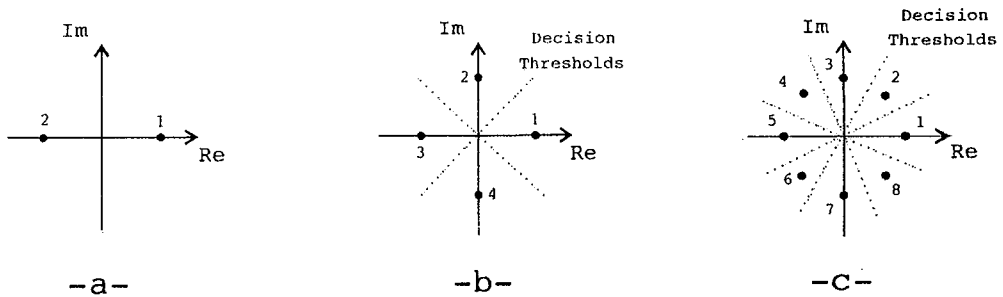


Fig. 2. The signalling rate can be reduced in an M-ary system by a factor of N , where $M = 2^N$. From *a* it is seen $M = 2$ and that offer, symbol rate = bit rate. From *b* it is seen $M = 2^2$ and symbol Rate = 2 bit rate. From *c* it is seen $M = 2^3$ and symbol rate = 3 bit rate

From the Fig. (2) we can see that if given amount of information must be transmitted in a given interval, the signaling rate can be reduced in a M-ary system by a factor of N where $M = 2^N$. The requirement channel bandwidth is proportional to the symbol rate. Thus, a reduced signaling results in a narrower channel bandwidth. In other way, if the symbol rate is fixed, the higher order systems transmit more bits of information through a given bandwidth. Say, then, that M-ary systems are bandwidth efficient.

3.1. M-ary AMPLITUDE SHIFT KEYING

In this section we investigate the use of M-ary amplitude shift keying (M-ASK) modulation for purpose carried more information on fixed band-width in the coherent subcarrier multiplexing systems. Other methods will be investigated in a later sections.

One of a simplest constellations is associated with M-ary amplitude shift keying (M-ASK), where a carrier having any one of M amplitude can be sent during a symbol interval. A complex valued alphabet is best described, by plotting the alphabet as a set of points in a Complex plane. Such a plot is called a signal constellation. We can say that clearly, the distance between points in the constal-lation determines the likelihoods that on point will be confused with anther. Further more, two points are more likely to be confused for one anther if they are closer

together than if they are farther apart. Therefore, the minimum distance between points in constellation, denoted $d_{\min}$ is the key parameter of the constellation. If we want to make $d_{\min}$ small require more transmit power. Therefore, there is either a power or an error penalty associated with using larger constellations. In addition, nonlinearities in the radio frequency circuitry become more severe as the signal power gets larger. Since the performance of a constellation depends only on the distance among symbols, we expect the performance of the constellation to be invariant under translation. We can express the waveform to M-ary digital modulation as the follows [10, 17]:

$$y_{MASK}(t) = \sum_{k=1}^N A_k \cdot p_k(t) \cos[2\pi f_0 t + x] + \sum_{k=1}^N B_k \cdot p_{kQ}(t) \sin[2\pi f_0 t + x], \quad (1)$$

where f_0 is the carrier frequency of M-ary ASK, x is the random phase, A_k and B_k are the variation in amplitude over symbol interval and we can express as:

$$\begin{aligned} A_k &= A_1 + (k-1)A \\ B_k &= B_1 + (k-1)B, \end{aligned} \quad (2)$$

where A , A_1 , B , B_1 , are constants...

and $p_{kI}(t)$ and $p_{kQ}(t)$ are the digital data information (0 or 1), t is the time ($t = kT$), where T interval bit, and k is the integer number.

3.2. M-ary PHASE SHIFT KEYING

In M-ary phase shift keying (M-PSK) the phase of the transmitted signal can take any one of an M values in a given symbol interval while amplitude is maintained constant. We can say that, all of the information is carried and conveyed by the phase. Theoretically, both M-ary amplitude shift keying and M-ary phase shift keying systems have identical power spectral densities [12]. Further studies have shown that a M-ary phase shift keying (M-PSK) homodyne system suffers less degradation than the usual binary phase shift keying (BPSK) homodyne system at the same general bit rate [8]. Waveform can be expressed as the follows [8, 11]:

$$\begin{aligned} y_{MPSK}(t) &= \sum_{k=1}^N \{m_{kI} \cos[w_k t + x + x_{kI} + p_{kI}(t)]\} + \\ &+ \sum_{k=1}^N \{m_{kQ} \sin[w_k t + x + x_{kQ} + p_{kQ}(t)]\}, \end{aligned} \quad (3)$$

where, N is the number of carriers (2 for $M = 4$), m_{kI} is modulation index data with carrier of channel I , m_{kQ} is the modulation index data with carrier of channel Q , x_{kI} and x_{kQ} are the phase shift of the channel I and Q respectively, x is random the phase noise, $p_{kI}(t)$ is the digital input channel of the I , $p_{kQ}(t)$ is the digital information input of the channel Q , w_k is the frequency of the carrier k .

For example, in 4-ary phase shift keying one of a four possible signal waveforms is transmitted during each symbol interval T_s , we can express these waveforms as follows:

$$\begin{aligned} y_1(t) &= m_{1I} \cos[w_1 t + x + p_{1I}(t)] \\ y_2(t) &= -m_{1Q} \sin[w_1 t + x + p_{1Q}(t)] \\ y_3(t) &= -m_{2I} \cos[w_2 t + x + p_{2I}(t)] \\ y_4(t) &= m_{2Q} \sin[w_2 t + x + p_{2Q}(t)] \end{aligned} \quad (4)$$

These waveforms (4) correspond to phase shifts 0° , 90° , 180° , 270° , where: t is the time, $t = k T$ where T is the interval bit, and k is the integer number, x_{kI} and x_{kQ} are the phase shifts (0° , 180°) and (90° , 270°) and we can express as:

$$x_k = 0, 2\pi/M, 4\pi/M, \dots, 2(M-1)\pi/M. \quad (5)$$

3.3. M-ary FREQUENCY SHIFT KEYING

In M-ary frequency shift keying (M-FSK) the frequency of the carrier is keyed to one of M possible frequency during any symbol interval of duration T . A 4-ary system transmits two data bits per symbol, while an 8-ary system transmits three data bits per symbol, which know bandwidth efficiency, 2, and 3 respectively. Therefore, we can express the waveform as follows [11]:

$$y_{MFSK}(t) = \sum_{k=1}^N A \cos[w_0 t + x + p_k(t)(k-1)\Delta\omega t], \quad (6)$$

where:

$k = 1, 2, 3, 4, \dots, M$. A is the constant, x is the random phase, $\Delta\omega$ is an integral multiple of the symbol rate, w_0 is the (principle frequency) multiple of half the symbol rate, $w_k = (k-1)\Delta\omega$ is the shift frequency, t is the time ($t = k T$), $p_k(t)$ is the digital data information (0 or 1).

3.4. M-ary PHASE AMPLITUDE KEYING

The need for increases in data transmission rates in band-limited channels leads us to a consideration of digital communication systems in which both amplitude and phase modulation are varied for carrying the information. This general category of digital modulation is called M-ary phase amplitude keying (M-PAK). In the case M-ary Phase Amplitude Keying (M-PAK), the amplitude and phase are not constant in the modulation Signals, and for that the carrier's frequency, must be constant. M-PAK modulation offers the advantage of less required power than PSK for a given Probability of error and M size. For example, the waveform of M-PAK modulation for four phases and two amplitude express as [12]:

$$y_{MPAK}(t) = A_1 p_{1I}(t) \cos(w_1 t + x + 0^\circ) + B_1 P_{1Q}(t) \sin(w_1 t + x + 90^\circ) + \\ + A_2 p_{2I}(t) \cos(w_2 t + x + 180^\circ) + B_2 p_{2Q}(t) \sin(w t + x + 270^\circ), \quad (7)$$

where: $M = 2^N$: the number of allowable phase states, N the number of data bits per symbol, t is the time ($t = k T$), w_k is the carrier frequency, A_k is the varying amplitude, $p_{kI}(t)$ and $p_{kQ}(t)$ is the digital data information (0 or 1).

Nonlinearities have disadvantaged on the performance general system and result from that increase in the system probability of error, and can note M-ary PSK and M-ary PAK influences by nonlinearities effects.

4. CONFIGURATION SYSTEM

The configuration for coherent optical transmission M-ary modulation subcarrier multiplexing frequency optical modulation, can be seen clearly at the Fig. (3), the information signals are converted to the data digital input signals (1...N) to the multilevel modulation circuit and as example multilevel digital modulation phase shift keying (M-PSK).

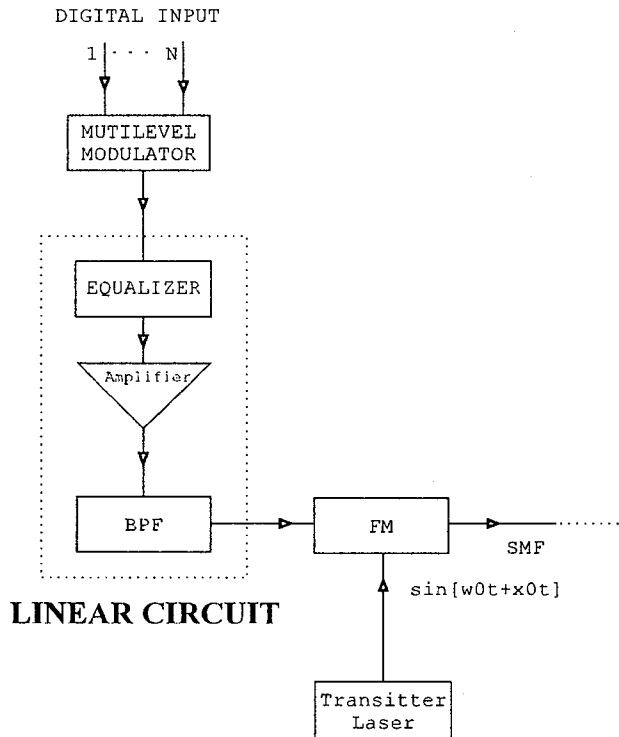


Fig. 3. Shows the transmitter of the coherent subcarrier multiplexing communication system which use multilevel modulation and linear circuit

Within this modulator circuit the digital information signals will be tracked. The results from total this, the output signals of the modulator is modulated with multilevel modulation. Multilevel modulation signal will be varying with varying kind of multilevel modulator (M-ASK, M-FSK, M-PSK, M-PAK), thus clearly seen in the references [10, 11, 12] these kinds of the multilevel modulation and multilevel demodulation circuits which using for this purpose, for example.

Fig. (4) and (5) are shown the multilevel digital modulation and demodulation for M-PSK respectively. The output signals of the multilevel modulator will form the input signals of the linear net works. The linear net work consists, baseband filter (BPF), amplifier, and the equalizer that are the principle circuit within the linear net work. We can see in the Fig. (7), $H_1(f)$ is the approximation response of this net work as we assume and want. We will explain in detail equalizer works because it is very important for improvement the general performance to such systems.

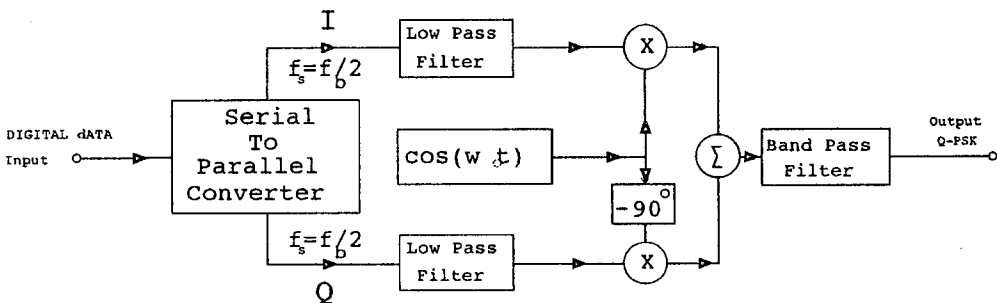


Fig. 4. Block diagram of M-ary phase shift keying modulator

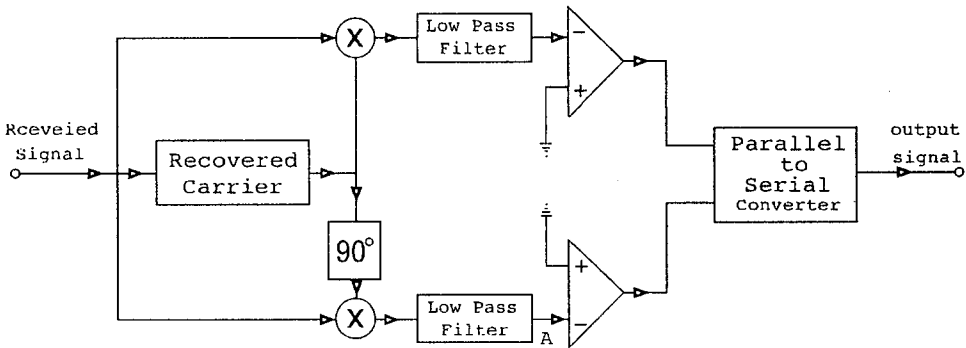


Fig. 5. Block diagram of M-ary phase shift keying demodulator

Is of interest to be able to do equalizer circuit and linear network in the transmitter of the M-ary optical modulation subcarrier multiplexing coherent systems, Fig. (6) shows that clearly. A linear network is introduced which allows the calculation of an equivalent total system bandwidth. The equalizer circuit is tolerant

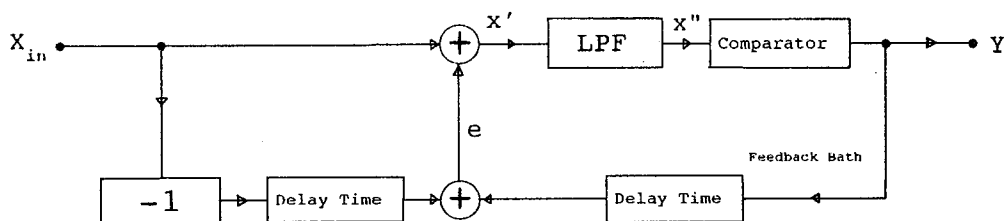


Fig. 6. Block diagram of the adaptive quantized feedback equalization circuit that uses in the coherent subcarrier multiplexing optical systems

to dip frequency variation of the laser's frequency response and amplitude variation. Distributed feed back laser diode (DFB LD) is shown distortions in amplitude and phase in their FM-response, this is due to the thermal and carrier density effects. For disadvantage, their application in the systems became somewhat uneasy. Adaptive quantized feedback equalization in the system is possible regardless of the specific frequency response of an individual laser.

If we assume that, the low pass filters (LPF) and delay time are neglected, see Fig. (6), an error signal (e) is generated by subtracting the received signal X_{in} from the output of the Decision circuit Y . If this circuit employed after the frequency modulator (FM) the error signal must contains all information about the distortion introduced by the nonuniform FM-response of the transmitting laser but in our system we using this linear network before the optical frequency modulator is willing improving the general performance of these systems as we except. By adding

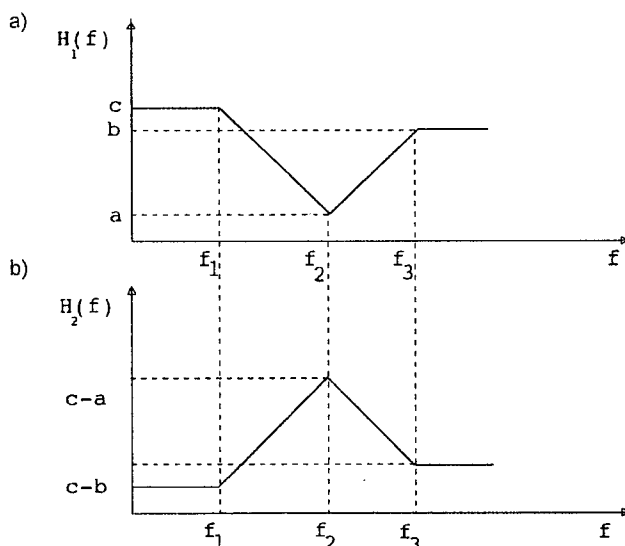


Fig. 7. Response of the optical modulation: a) approximation curve of the frequency modulation response of the direct optical frequency modulator, b) — approximation curve of the linear circuit (Equalizer, Amplifier, Passband Filter)

the error signal to the received signal, the distortions are compensated for and equalized signal X' is generated allowing correct decision between ones and zeros in the comparator. Also, if we neglecting delays time of the transmission path will be found that $(X_{in} = x'' = Y)$ [1]. The amplifier and baseband filter have well advantage for improve systems work and their performance. The output of the linear net work is the input to an optical frequency modulator (FM). Response of the optical modulation frequency has a dip frequency between f_1 and f_3 frequencies, which it is seen at the Fig. (7-a).

One of important reasons that make using the linear network very important and useful are improving systems work and their performance. In our suggested if we combined the response of the optical modulation, fig. (7-a), with the response of the linear net work, Fig. (7-b), will option on the general response that is constant and undepended on frequency, say after that the system is note influence by the "dip".

Fig. (8) shows the transmitter laser is set up in the system transmitter, and the modulated optical signal is mixed before transmission with the local transmitter laser signals. We assumet that before, the local laser signal and the subcarrier multiplexing (SCM) signal which is input of the multilevel modulator has the same state of polarization. Therefore, the coherent multilevel modulation subcarrier multiplexing systems with optical frequency modulation are unaffected by the state of the polarization in the transmission fiber. The optical frequency modulation subcarrier multiplexing (SCM-FM) signal is transmitted, and distributed within a single mode fiber (SMF). Direct optical amplification by an optical amplifier before or after the splatter should be effective. Receiver detects the transmitted optical signal using photodetector (PN), phase noise cancelling (PNC) circuit, baseband filter (BPF), and multilevel demodulator, and that are clearly in the Fig. (8).

The received signal is combined with the local oscillator (LO) laser signals that assume coherently with the optical received signal. The photodetector will be detecting the coherent signal, but that is never mean the detected signal is note consist the noises which one of these is the phase noise. Important to say, phase noise is reason from very important reasons that causes distortion the general performance such coherent systems. For improve the performance system is using the phase noise canceling (PNC) circuit, and seen that in the Fig. (9). Detected photo-current i_d divided and filtered, such that one branch of the PNC circuit pass the data channels, and is used for that data filter (Data.F). In the second branch passes the intermediate frequency (IF) signals, for that is used intermediate frequency filter (IF.F).

The photo-current in the data branch and in the intermediate frequency branch are mixed in the output of the PNC circuit. Because the phase noise is common to both signals the phase noise can be canceled, and that is enough reason for improve total performance system. We will return investigators attention, for more information about phase noise canceling circuit and for increasing of the mathematical analysis is found in the references [15]. Baseband filter is using and matches for passing the interest signals to the multilevel demodulator. As we assume the receiver must offer information signals that equal to the transmitted information signals, generally, which is our goal and interest for the communication systems.

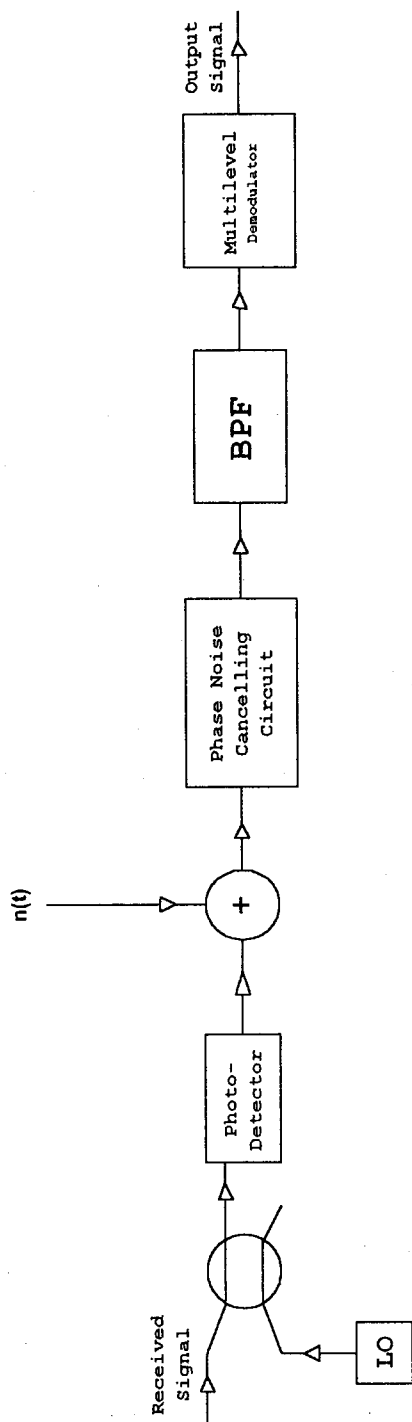


Fig. 8. Coherent optical receiver for coherent subcarrier multiplexing optical transmitter with multilevel modulator

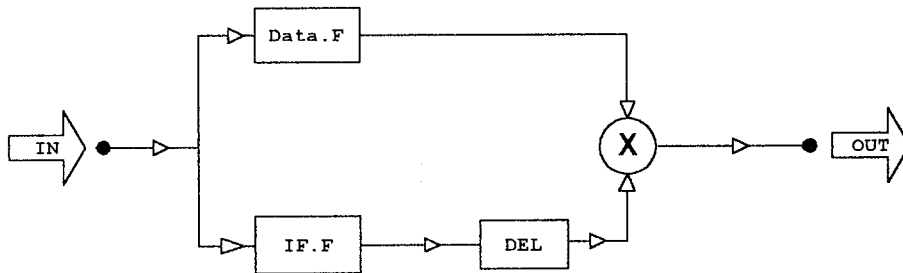


Fig. 9. Scheme detal diagram of the phase noise cancelling circuit which using in the coherent optical subcarrier multiplexing communication systems

5. NONINFORM RESPONSE OF THE LASER FREQUENCY MODULATION

We can see at the Fig. (10) that, there are tow effects that caused frequency modulation, first, effects of the temperature change that has relatively slow response. Second, is the carrier density modulation, which has high efficiency at around the relaxation oscillation frequency. These tow effects have 180° relative phase shift. Therefore, the conventional distributed feedback light diode (DFB LD) has a problem about nonuniform frequency modulation (FM) response, usually the FM response has a dip at the domain frequency ($100\text{KHz} \div 10\text{MHz}$), on the other hand, the three electrode DFB LD can realize almost flat FM response without phase change depending on the light diode biasing condition. The three electrode DFB LD has gradual degradation for high-frequency, and it is about 3dB difference between low-frequency FM response and high-frequency FM response, the reason of for this phenomenon is considered the influence of the insufficient high-frequency response [2]. We can note that nonideal FM response has disadvantage on general performance system and could be one reason for increase bit error ratio for such systems. Good, if we give our attention here about that the nonoptimum modulation index enhances the phase noise influence, and effect on the work system linear net work, or in the other words, the influence of phase noise becomes very significant when it is combined with the effect of the nonideal flat FM response. The reason for this is that the effective modulation index change reduces the phase noise tolerance. Therefore, the demodulation requires the longer time for the smaller modulation index, and the delay time for the demodulation circuit cause the bit error ratio degradation that can be reduced by optimizing the delay time. In the same way, intermediate frequency fluctuation and imperfections in the demodulation circuit are expected to emphasize the influence of the nonideal FM response. This could be one reason a discrepancy between the experimental results and the theoretical predictions and we can see the investigation that and more information in [3]. It has been pointed out in this studies, which the phase noise influence was increased by the nonideal FM response. The perfect equalization in the transmitter and PNC in the receiver will reduce the phase noise influence satisfies and reasonable level.

To give mathematical idea about net workperformance, we assume that approximation curve of the response frequency of the direct optical frequency modulation $H_1(f)$ as in the Fig. (7-a) which can be expressed as the following.

$$H_1(f) = \begin{cases} c & 0 < f < f_1 \\ \frac{(a-c)}{(f_2-f_1)}f + \frac{(f_2c-f_1a)}{(f_2-f_1)} & f_1 < f < f_2 \\ \frac{(b-a)}{(f_3-f_2)}f + \frac{(f_3a-f_2b)}{(f_3-f_2)} & f_2 < f < f_3 \\ b & f_3 < f \end{cases}$$

The approximation response curve of the linear network (Equalizer, Amplifier, Passband filter) must be $H_2(f)$, as we see in the Fig. (7-b) which can be expressed as the following

$$H_2(f) = \begin{cases} 0 & 0 < f < f_1 \\ \frac{(k_2-k_1)}{(f_2-f_1)}f + \frac{(f_2k_2-f_1k_1)}{(f_2-f_1)} & f_1 < f < f_2 \\ \frac{(k_1-k_2)}{(f_3-f_2)}f + \frac{(f_3k_2-f_2k_1)}{(f_3-f_2)} & f_2 < f < f_3 \\ k_1 & f_3 < f \end{cases}$$

Parameters of the previous equations $H_1(f)$ and $H_2(f)$ is clearly at the Fig. (7-a) and Fig. (7-b). Generally, results from total this, the general performance of the optical frequency modulator and linear net work may be typically and give good results for improve performance system works.

6. NOISE EFFECST

The purpose for using receivers is obtaining on the transmitted information signal with minimum error or without error if we using ideal received circuits. Receiver must accomplish two important tasks:

1. It must know when a bit begins and ends.
2. It must decide if the received signal represents a one or a zero.

Several factors effect on this process, among from these are the SNR, the data rate, and the bandwidth of the signal.

Basically, we can make the following observation, first, an increase in data rate increase the bit error rate (BER). Second, an increases in signal to noise ratio (SNR) decrease the (BER). Third, an increase in bandwidth allows an increase in the data rate at the same BER.

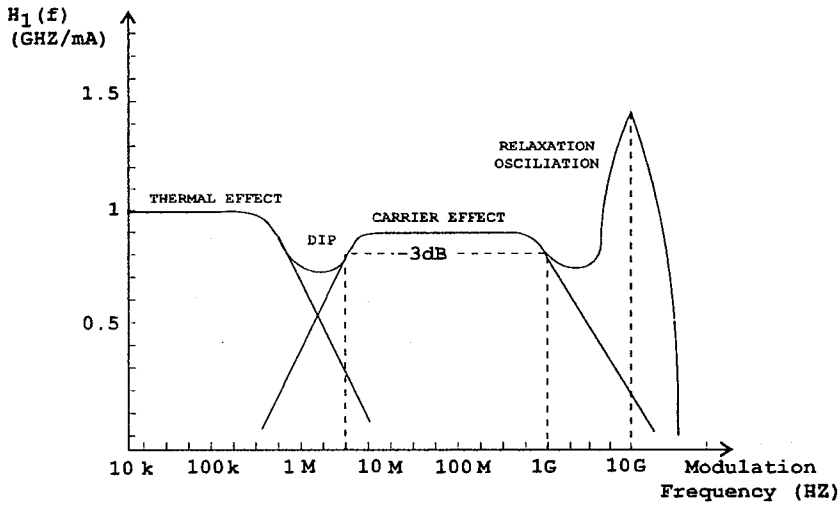


Fig. 10. Diagram of the frequency modulation-response of the DFB LD and influence the thermal and carrier density

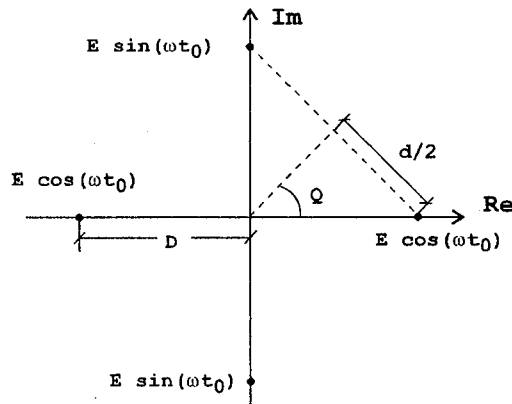


Fig. 11. Diagram 4-phase shift keying which bandwidth efficiency 2bps/Hz, where $M = 2^2$, symbol rate = R , bit rate = $2R$

In M -ary phase shift keying digital modulation system the detector in the receiver can probably distinguish differing phase in the presence of noise. For example in binary digital system the receiver must distinguish between signals that are 180° out of phase. This reduces to 90° for 4-PSK and 45° for the 8-PSK. Let us say, then, apparently as the number of phase increase, the system becomes more susceptible to the channel noise, and the distance between points, can be expressed as $(d/D = 2\sin \pi/N)$ [12], where N is the number bits per second ($M = 2^N$), d and D illustrate in the Fig. (11).

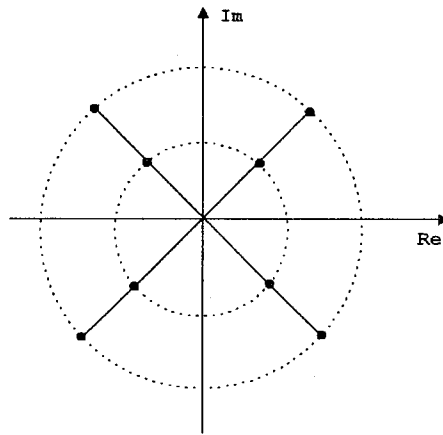


Fig. 12. The low amplitude levels and four phases yield eight distinct combinations and therefore ($M = 2^3$) three bandwidth efficiency, which is means three bits of digital information per symbol

In the same way, as we see in the Fig. (12), in multilevel phase amplitude keying system, the detector can distinguish between different amplitudes phase points in presence of noise, again, the more points, the more susceptible to noise. These results are indeed to:

1. Improved bit error ratio (BER) can be achieved by expanding bandwidth for a given energy per bit to the noise power spectral density (E_b/N_0).

2. The required E_b/N_0 can be reduced by expanding bandwidth for a given BER. The system will be suffered from the adjacent channel spacing is not widely enough. Required channel bandwidth is depending on intermediate frequency, bit rate modulation format, and bandpass filter. The level of the crosstalk is evaluated to decide the Necessary channel spacing by measuring the signal-to-interference ratio (SIR). Nonlinear laser characteristics are caused primarily the intermodulation distortion (IMD), this is true for both direct detection and coherent systems, with coherent SCM systems the IMD is a fundamental characteristics of the nonlinear modulation format and the coherent detection process. When limiting the transmission band on the signal octave, only third-order IMD is important, in the contrast to a multioctave form, both second and third-order intermodulation products are significant contributors to IMD.

General optical communication systems influence by the laser phase noise caused by randomly occurring spontaneous emission, which is an inevitable aspect of laser operation, each event causes a sudden jump in the phase of the electromagnetic field generated by the device. Simple phase noise cancelling circuit can be done and will enable coherent SCM system to be built using conventional DFB LD.

Transmitted signal is limited transmitting distance, because attenuation distortion and the limited power signals. The attenuation express as (Attenuation loss = $10 \log p_1/p_2$ dB), if was input signal power net work (p_1) and power reception signal (p_2). Must be net forget the influence of the shot and thermal noise that have negative effects on the performance system.

SUMMARY

Binary digital communication systems have a theoretical bandwidth efficiency 1 bps/Hz. In contrast, multilevel digital modulation for coherent optical subcarrier multiplexing system has usually more than one ($f_b/f_s = \log_2 M$). How coherent is coherent is discussed and the coherent between the received signals and local oscillator signal in the such system are our goal. Kinds of the modulation are analogue and digital modulation methods, and the kinds of digital modulation are binary modulation and multilevel digital modulation that discussed in this letter. After that we go to discussion the type M=PSK SCM system as example. Use the linear circuit in the transmitter and phase noise cancelling in the receiver to improve the performance such system is reported. About nonuniform FM-Response simple studios. Finally, the effects of noise on system performance are discussed.

REFERENCES

1. B. Enning and G. Lange: *Adaptive Quantized Feedback Equalization of Laser FM-Response for Optical FSK Transmission*. IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 2. NO. 11 November 1990
2. Katsumi Emura, Takashi Ono, Arihide Noda, and Shuntaro Yamazaki: *Requirements for High-Frequency LD FM Response in an Optical CPFSK Heterodyne Delay Demodulation system*. Journal Of Lightwave Technology, Vol. 9. No. 11, November 1991
3. Gunnar Jacobsen, Katsumi Emura, Takashi Ono, and Shuntaro Yamazaki: *Requirements for LD FM Characteristics in an Optical CPFSK System*. Journal Of Lightwave Technology. Vol. 9, September 1991
4. M. Kuznetsov, A.E. Willner, and I.P. Kaminow: AT and T Bell Laboratories, Grawford Hill Laboratory, Holmedel, New Jersey 07733, 23 August 1989
5. D. Welford, S.B. Alexander. *GaAlAs semiconductor Diode Laser 4-Ary Frequency Shift Key Modulation At 100 Mbit/s*. Electronics Letters 3rd January 1985, Vol. 21, No. 1
6. S.B. Alexander, R. Barry, D.M. Castagnozzi, V. w. s. CHAN, D.M. Jodsdon, L.L. Jeromin, J.E. Kaufmann, D.M. Materna, M.L. Stevens, D.W. White: *4-Ary FSK Coherent Optical Communication System*. Electronics Letters 16th August 1990 Vol. 26 No. 17
7. P. Hill, R. Gross, R. Olshansky: *2 Gbit/s Subcarrier Multiplexed Coherent Lightwave System*. Electronics Letters 28th September 1989 Vol. 25 No. 20
8. F. Derr: *Optical Qpsk Homodyne Transmission of 280 Mbit/s*. Electronics Letters 15th March 1990 Vol. 26, No. 6
9. Paul M. Hill, Robert Olshansky: *Multigigabit Subcarrier Multiplexed Coherent Lightwave System*. Journal Of Lightwave Technology, Vol. 10, No. 11, November 1992
10. *Digital Communication System*. Prentice-Hall International Editions, PEYTON Z. PEEBLES, JR.
11. *Digital Communication*. Second Edition, Edward A. Lee, David G. Messerschmitt, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht/London. 1994

12. *Introduction To Communication Systems*. Third Edition, Ferrel G. Stremler, University of Wisconsin, Madison
13. *Digital Communications With Fiber Optics And Satellite Applications*. Prentice-Hall International Editions, Harld B. Killen
14. T.G. Hodgkinson, D.W. Smith, R. Wyatt, D.J. Malyon: *Coherent Optical Fiber Transmission Systems*. Br Telecom Technol J Vol. 3, No. 3, July 1985
15. M.S. Makhoul: *Optical frequency modulation for coherent optical subcarrier multiplexing transmission*. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji 1996, t. 42, z. 2, pp. 253–266
16. A.A. Keialy: *Communication electrical systems*. First Edition, Syria 1982
17. Qun Shi: *Asymptotic clipping noise distribution and its impact on M-ary QAM transmission over optical fiber*. IEEE Transactions on Communications. Vol. 43, No. 6, June 1995

M.S. MAKHOUL

KOHERENTNA MODULACJA CYFROWA WIELOPOZIOMOWA DLA SYSTEMÓW CSM

Streszczenie

Przedstawiono dyskusję jednej z metod koherentnej transmisji cyfrowej znanej pod nazwą „M-ary digital modulation” lub „Multilevel Digital Modulation”. Scharakteryzowano właściwości tej transmisji. Wskazano sposób stosowania wymienionej metody w odniesieniu do klasycznych metod modulacji z kluczowaniem amplitudy, fazy i częstotliwości. Podano istotne dla metody wzory, konfiguracje realizacji sprzętowej oraz opis przebiegu kształtowania sygnału w nadajniku i detekcji w odbiorniku. Podano również sposób zmniejszenia oddziaływania szumów wraz ze schematem ideowym oprzyrządowania układu.

Słowa kluczowe: koherentna transmisja cyfrowa, metody modulacji, kształtowanie sygnałów, szумы.

Metrologiczne aspekty pulsooksymetrii

ANNA CYSEWSKA-SOBUSIAK

Instytut Elektroniki i Telekomunikacji Politechniki Poznańskiej, Poznań

Otrzymano 1997.03.19.

Autoryzowano 1997.04.

W artykule przedstawiono ideę i właściwości metrologiczne pulsooksymetrii, która jest jedyną optoelektroniczną metodą nieinwazyjnego badania saturacji tlenowej krwi tętniczej, uwypuklając jej zalety i ograniczenia. Dokonano wyboru i systematyki znaczących czynników fizjologicznych oraz technicznych warunkujących wiarygodność oceny utlenowania krwi. Wskazano na nowe możliwości wykorzystania w nieinwazyjnej oksymetrii selektywnych zmian uzyskiwanych sygnałów biooptycznych.

Słowa kluczowe: pulsooksymetria, biopomiary, elektronika medyczna, optoelektroniczne pomiary diagnostyczne, krew tętnicza.

1. WSTĘP

Jednym z najbardziej znaczących parametrów w ocenie funkcjonowania organizmu człowieka jest saturacja tlenowa krwi tętniczej $\text{SaO}_{2\%}$ (lub inaczej wysycenie hemoglobiny tlenem). Wielkość ta charakteryzuje globalną cechę całego organizmu, ale można ją oszacować lokalnie, oddziałując zdeterminowanym promieniowaniem optycznym na reprezentatywną warstwę żywych tkanek i przetwarzając tę jego składową, która zostanie przepuszczona lub odbita. Umożliwiająca to pulsooksymetria (ang. *pulse oximetry*) jest jedyną jak dotąd metodą bezkrwawego badania $\text{SaO}_{2\%}$. W pomiarach wykorzystuje się istnienie naturalnych pulsacji tętniczych oraz selektywną absorpcję światła przez składniki krwi.

Obecna kariera oraz przewidywany dalszy rozwój pulsooksymetrii mają ścisły związek zarówno z ciągłym wzbogacaniem stanu wiedzy dotyczącego efektów oddziaływania promieniowania optycznego na żywe tkanki, jak i z ciągłym postępem w zakresie optoelektroniki i elektroniki. Jednakże, obok swych niekwestionowanych zalet, pulsooksymetria ma także liczne ograniczenia natury fizjologicznej i technicznej. Wiele interdyscyplinarnych problemów związanych z wiarygodnoś-

cią uzyskiwanych wyników pozostaje — i być może pozostanie nadal — nie rozstrzygniętych. W niniejszym artykule przedstawiono ideę i właściwości pulsooksymetrii, uwypuklając jej zalety i ograniczenia. Zaprezentowano porządkujące spojrzenie na czynniki fizjologiczne i techniczne, które warunkują wiarygodność oceny utlenowania krwi tą metodą. Ich wybór i systematykę autorka oparła na stanie wiedzy relacjonowanym w dostępnych źródłach, do którego dołączyła wyniki własnych analiz i eksperymentów.

2. ZNACZENIE, ROZWÓJ I STAN OBECNY NIEINWAZYJNYCH POMIARÓW SATURACJI TLENOWEJ KRWI

2.1. MIARY UTLENOWANIA KRWI TĘTNICZEJ

Według obecnego stanu wiedzy istnieją dwa sposoby nieinwazyjnego badania utlenowania krwi tętniczej [2, 9, 21–23, 25–27, 31]:

- 1) elektrochemiczny, metodą polarograficzną, za pomocą której oznacza się prężność tlenu rozpuszczonego w osoczu (wielkość PaO_2 określana w mmHg),
- 2) spektrofotometryczny, metodą pulsooksymetryczną, za pomocą której oznacza się czyli saturację tlenową (wielkość $\text{SaO}_2\%$ określana w %).

Pomiędzy PaO_2 i $\text{SaO}_2\%$ istnieje nieliniowa zależność dana w postaci krzywej dysocjacji. Badanie prężności tlenu jest przydatne w przypadku grożącej hiperoksemii — czyli toksycznego nadmiaru tlenu we krwi. Pomiar saturacji ma znaczenie w licznych stanach krytycznych, gdy występuje groźba niedotlenienia — tzw. hipoksemii. Zgodnie z definicją [23, 35] saturacja $\text{SaO}_2\% = \text{HbO}_2\% / (\text{HbO}_2\% + \text{Hb}\%)$ oznacza funkcjonalne wysycenie hemoglobiny tlenem. Wielkość ta jest miarą utlenowania obiektu wyidealizowanego, gdyż dotyczy próbki hemolizowanej krwi tętniczej, tj. odwirowanej z osocza i zawierającej tylko dwa składniki: hemoglobinę utlenowaną HbO_2 oraz zredukowaną Hb . W warunkach prawidłowych procentowa zawartość HbO_2 w całkowitej hemoglobinie powinna być większa od 95%. Każda wartość $\text{SaO}_2\% < 95\%$ może oznaczać zagrożenie hipokseją, przy czym wystąpienie ogólnoustrojowej, przedłużającej się lub powtarzającej się saturacji mniejszej niż 70% grozi śmiercią, uszkodzeniem mózgu, zaburzeniami percepcji bodźców — w tym widzenia.

2.2. ROZWÓJ I STAN OBECNY PULSOOKSYMETRII

Każda z postaci hemoglobiny w sposób selektywny absorbuje promieniowanie widzialne oraz z zakresu bliskiej podczerwieni, co pozwala określić $\text{SaO}_2\%$ na podstawie praw spektrofotometrii. Tradycyjne pomiary *in vitro* dotyczą próbek krwi pobieranych z tętnicy. Pulsooksymetria umożliwia wykonywanie pomiarów *in vivo*, nieinwazyjnie i w sposób ciągły. Jej wprowadzenie i akceptacja praktyczna ściśle wiąże się z postępami w zakresie wielu dziedzin, ale głównie elektroniki i optoelekt-

roniki oraz inżynierii biomedycznej. Koncepcja metody ma długą historię [26–27, 31], a jej załączki sięgają obserwacji poczynionych już w roku 1876 przez Karla van Vierordta: słusznie wiązał on zmiany w składzie widma światła słonecznego transmitowanego przez tkanki palca własnej dłoni, występujące wskutek ich mechanicznego niedokrwienia, ze zmieniającym się udziałem HbO_2 i Hb. Słabo utlenowana krew jest bogata w zredukowaną Hb co sprawia, że wydaje się niebieska i nadaje tkankom sine zabarwienie. Wyniki tych obserwacji zostały wówczas zignorowane i na wiele lat zapomniane. Pomysł wykorzystania w nieinwazyjnej oksymetrii samoistnych pulsacji tętniczych, które zawsze występują w warstwie żywych tkanek, zrodził się w Japonii dopiero sto lat później. Opierając się na koncepcji autorstwa Takuo Aoyagi [1], w roku 1977 skonstruowano w Minolta Camera Company pierwszy nieinwazyjny oksymetr Met-1471 [34]. Niewątpliwą jego wadą, tak i wszystkich wczesnych typów oksymetrów, było zastosowanie dostępnych wówczas rozwiązań technicznych sprawiających, że masywne zestawy optyczne były uciążliwe w eksploatacji.

W roku 1980 Scott Wilber [33] zbudował pierwszy zaakceptowany klinicznie oksymetr bazujący na metodzie Aoyagi, wyposażając go w czujnik w postaci lekkiego klipsa montowanego na małżowinie usznej. Główne zasługi w udowodnieniu klinicznej użyteczności pulsooksymetrii ma William New [17] — współzałożyciel Nellcor Inc., Hayward (USA). W roku 1985 powstał model Nellcor N-100 [3], który stał się synonimem wprowadzonego wówczas terminu *pulse oximeter*. W roku 1990 istniało już przeszło 30 firm produkujących pulsooksymetry jako przyrządy samodzielne lub skojarzone z innymi urządzeniami monitorującymi. W latach 1990–1993 American Society of Anesthesiology zaleciło stosowanie pulsooksymetrów jako standardowych urządzeń monitorujących w sytuacjach krytycznych [30]. Obecnie wykorzystuje się je we wszystkich tych sytuacjach, w których zachodzi prawdopodobieństwo wystąpienia hipoksemii. Ich użyteczność potwierdziła się w anestezjologii, w monitorowaniu śródoperacyjnym, intensywnej opiece medycznej, neonatologii, położnictwie, chirurgii plastycznej, medycynie kosmicznej.

Właściwości pulsooksymetrów były i są nadal badane przez specjalistów różnych dziedzin. Spośród produkowanych obecnie urządzeń, najwyższe oceny uzyskują (obok modeli Nellcor) Ohmeda 3700, Invivo 4500, Datascope Accusat, Physio-Control Lifestat 1600, Novamatrix 515 [3, 12, 19, 20, 23]. W Polsce i innych krajach Europy Wschodniej pulsooksymetria jest jeszcze wciąż mało rozpowszechnioną metodą monitorowania utlenowania krwi. Renomowanej jakości sprzęt (produkowany głównie w USA) jest kosztowny (kilka tysięcy USD). Według informacji przekazanych autorce przez J.W. Severinghaus, światowej sławy specjalistę w zakresie gazometrii [24, 26–28], pierwszych pięć pulsooksymetrów trafiło do Polski w roku 1988 jako dar firm amerykańskich. Z jednego z tych urządzeń, Physio-Control Lifestat 1600, autorka korzystała w latach 1990–1992, kontynuując swe prace dotyczące nieinwazyjnych badań utlenowania krwi, które prowadzi od roku 1985 [5–9].

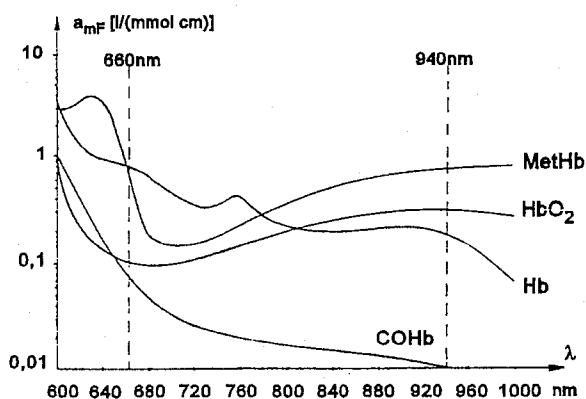
3. PULSOOKSYMETRIA — IDEA METODY I ZASADA POMIARÓW SATURACJI W WARIANCIE PRZEŚWIETLENIOWYM

3.1. PODSTAWY TEORETYCZNE

Zgodnie z definicją, saturacja SaO_2 oznacza funkcjonalne wysycenie tlenem mieszaniny dwóch składników: Hb i HbO_2 [32, 35], co można wyrazić relacją

$$\text{SaO}_2 = \frac{c_{m\text{HbO}_2}}{c_{m\text{HbO}_2} + c_{m\text{Hb}}}, \quad (1)$$

gdzie $c_{m\text{HbO}_2}$ i $c_{m\text{Hb}}$ są molowymi stężeniami HbO_2 i Hb. Każda z dwóch postaci hemoglobiny selektywnie absorbuje padające promieniowanie optyczne o określonej długości fali λ . Na rys. 1 przedstawiono zależność molowych współczynników



Rys. 1. Krzywe absorpcji promieniowania widzialnego i z zakresu bliskiej podczerwieni przez cztery postaci hemoglobiny: utlenowaną HbO_2 , zredukowaną Hb oraz dyshemoglobiny COHb i MetHb [32]

absorpcji $a_{m\text{HbO}_2}$ i $a_{m\text{Hb}}$ od λ , zamieszczając także krzywe absorpcji dwóch patologicznych postaci: karboksyhemoglobiny COHb i methemoglobiny MetHb, które wiążą tlen, ale nie są zdolne do jego przenoszenia. Skutki, jakie może wywołać ich obecność omówiono w p. 3.4.2. Wypadkowy współczynnik absorpcji a_λ dla mieszaniny HbO_2 i Hb można zapisać jako sumę

$$a_\lambda = a_{m\text{HbO}_2\lambda} \cdot c_{m\text{HbO}_2} + a_{m\text{Hb}\lambda} \cdot c_{m\text{Hb}}, \quad (2)$$

otrzymując po uwzględnieniu definicji (1) wyrażenie

$$a_\lambda = a_{m\text{HbO}_2\lambda} \cdot \text{SaO}_2 \cdot c_m + a_{m\text{Hb}\lambda} \cdot (1 - \text{SaO}_2) \cdot c_m, \quad (3)$$

w którym $c_m = c_{m\text{HbO}_2} + c_{m\text{Hb}}$.

Aby określić stężenia $c_{m\text{HbO}_2}$ i $c_{m\text{Hb}}$, konieczne jest zastosowanie co najmniej dwóch długości fali λ_1 i λ_2 . Zgodnie z prawami absorpcji otrzymuje się dla

dwuskładnikowego obiektu o grubości x zależność (1) w postaci

$$SaO_2 = \frac{a_{mHb\lambda_1} - a_{mHb\lambda_2} \cdot \frac{A_{\lambda_1}}{A_{\lambda_2}}}{(a_{mHb\lambda_1} - a_{mHbO_2\lambda_1}) - (a_{mHb\lambda_2} - a_{mHbO_2\lambda_2}) \cdot \frac{A_{\lambda_1}}{A_{\lambda_2}}}, \quad (4)$$

gdzie A_{λ_1} i A_{λ_2} są selektywnymi wartościami jego absorpcji. Absorbancja $A_\lambda = a_\lambda \cdot x$ jest miarą strat promieniowania w obiekcie, a jej bezwzględną czułość na zmiany saturacji można wyznaczyć jako

$$S_\lambda = \frac{dA_\lambda}{dSaO_2} = (a_{mHbO_2\lambda} - a_{mHb\lambda}) \cdot c_m \cdot x. \quad (5)$$

Czułość S_λ jest także wielkością selektywną. Z analizy krzywych absorpcji, przedstawionych na rysunku 1, wynikają następujące wnioski:

- Dla światła czerwonego czułość S_λ jest duża i silnie zależy od długości fali. Największą wartość osiąga dla $\lambda = 660$ nm.
- Dla promieniowania podczerwonego czułość S_λ jest mniejsza, osiągając dla $\lambda = 805$ nm wartość zerową. Jest to nieprzydatny w pomiarach tzw. punkt izozbescyczny, w którym $a_{mHbO_2} = a_{mHb}$. Dla fal dłuższych od 805 nm, czułość S_λ pozostaje prawie niezmienna aż do $\lambda = 950$ nm.

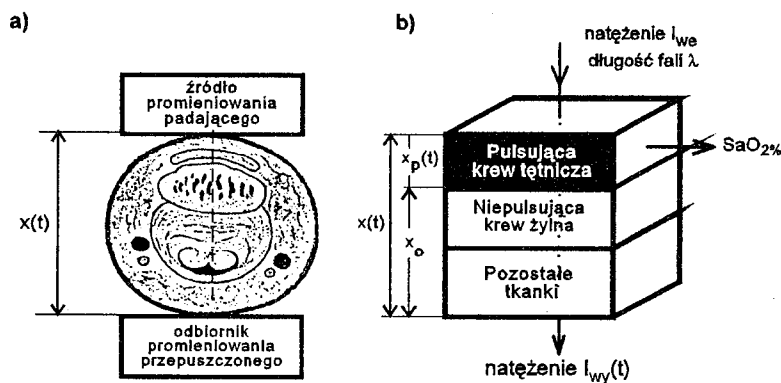
Do oznaczania frakcji HbO_2 i Hb w obiekcie będącym ich mieszaniną stosuje się $\lambda_1 = 660$ nm i $\lambda_2 = 940$ nm, gdyż różnice we właściwościach absorpcyjnych obu postaci hemoglobiny są jednoznaczne i wykrywalne.

3.2. WYKORZYSTYWANE ZJAWISKA

Oddziałując na warstwę żywych tkanek promieniowaniem optycznym, umożliwia się obserwowanie krzywej fotopletyzmoграфicznej (PPG), której główną składową jest fala tętna. Przebieg PPG uzyskuje się w sposób prześwietleniowy (transmisyjny) lub odbiciowy. Z punktu widzenia skutecznej realizacji pomiarów $SaO_2\%$ metodą pulsooksymetryczną bardziej korzystne jest wykorzystanie rozważanego dalej wariantu prześwietleniowego PPG. Jedną z głównych przyczyn są względnie mniejsze selektywne zmiany wykrywanych „odbitych” pulsacji tętniczych, a więc także względnie mniejsza ich czułość na zmiany saturacji obiektu.

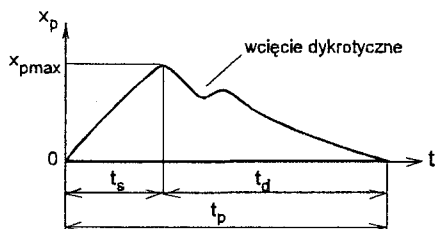
Prześwietleniowy wariant pulsooksymetrii bazuje na skojarzonym wykorzystaniu dwóch zjawisk:

- 1) omówionej wyżej selektywnej absorpcji promieniowania przez HbO_2 i Hb ,
- 2) naturalnych pulsacji utlenowanej krwi tętniczej, która będąc w ciągłym ruchu cyklicznie zasila każdy zbiór żywych tkanek (krew pulsująca w głębokich tętnicach jest reprezentowana przez krew włosniczkową zawartą w obwodowych naczyniach kapilarnych badanego obiektu).



Rys. 2. Transmisja promieniowania przez zbiór żywych tkanek o określonej wartości $\text{SaO}_{2\%}$: a) pomiarowe łącze optyczne o konfiguracji źródło promieniowania padającego na obiekt — żywy obiekt badany o grubości $x(t)$ — odbiornik promieniowania przepuszczonego przez obiekt, b) warstwowy schemat zastępczy badanego obiektu

Badany zbiór tkanek, poza tym że musi być dobrze ukrwiony i unerwiony, winien być także dogodny ze względu na dostęp, kształt i gabaryty, co umożliwi zamontowanie na nim optoelektronicznego czujnika i realizację efektywnej transiluminacji. Poza szczególnie predysponowanymi końcami palców dłoni, ze specyficzną obfitą siecią drobnych naczyń zapewniających wystarczająco silną perfuzję, w badaniach wykorzystuje się także inne „żywe kuwety”, takie jak małżowina uszna, przegroda nosowa, język, warga. Elementy i wielkości uczestniczące w procesie transmisji promieniowania przez badany obiekt o określonej wartości $\text{SaO}_{2\%}$ ilustrują schematy przedstawione na rysunkach 2 i 3. Na rysunku 2a przedstawiono układ pomiarowego łącza optycznego z udziałem reprezentatywnego obiektu — palca dłoni, na którym umieszczono czujnik zawierający źródło i odbiornik transmitowanego promieniowania. Obwodowe pulsacje tętnicze powodują cykliczne zmiany w objętości obiektu, którego strukturę odzwierciedlono na rysunku 2b w postaci trzech różnych jakościowo warstw. Krew żylna oraz wszystkie pozostałe tkanki tworzą warstwę odniesienia x_o , której właściwości nie mają związku z mierzonym parametrem. Saturacja $\text{SaO}_{2\%}$ dotyczy warstwy o wolno zmieniającej się w czasie, w rytm fali tętna, grubości $x_p(t)$. Dla danej długości fali promieniowania padającego na obiekt występują więc cykliczne zmiany w odległości między źródłem a odbiornikiem promieniowania i gęstości optycznej obiektu, a w konsekwencji w wartości natężenia przepuszczonego promieniowania. Wiarygodny pomiar jest możliwy tylko wówczas, gdy zmiany te zostaną w sposób jednoznaczny wykryte. Wielkością je reprezentującą jest zmienna w czasie grubość warstwy $x_p(t)$, przybierająca w każdym cyklu fali tętna (rys. 3) różne wartości mieszczące się między zerem a $x_{p\max}$. Dla częstości tętna w granicach od 20 do 240 1/min czas trwania pojedynczej pulsacji osiąga, odpowiednio, wartości t_p od 3 s do 0.25 s. Kształt przebiegu fali tętna oraz czas trwania jego poszczególnych faz ulega zmianie. W przypadku regularnych uderzeń serca fazy skurczu odpowiada składowa $t_s = 1/3 t_p$, a fazy rozkurczu składowa $t_d = 2/3 t_p$. Kształt krzywej w dużym stopniu zależy od jakości



Rys. 3. Parametry charakteryzujące pojedynczy cykl obwodowych pulsacji tętnicznych

ukrwienia w badanym obszarze. Krzywa piłokształtna, z wyraźnym wcięciem dykrotycznym, świadczy o dobrym obwodowym przepływie krwi, natomiast krzywa zbliżona do sinusoidy występuje przy słabej perfuzji i rozpoczęcie monitorowania saturacji możliwe jest dopiero po uprzednim zwiększeniu przepływu krwi (np. poprzez ogrzanie) w celu uzyskania wykrywalnych pulsacji.

Uwzględniając właściwości standardowego organizmu [4], można przyjąć, że na obiekt przedstawiony w przekroju poprzecznym na rys. 2a (palec palca wskazującego) składają się: krew tętnicza 1%, krew żylna 2%, pozostałe tkanki 97%. Jeśli przyjąć, że całkowita maksymalna grubość obiektu wynosi 1 cm, to otrzymuje się składową odniesienia $x_o = 0.99$ cm oraz składową pulsacji $x_{pmax} = 0.01$ cm. Ta niejednorodna biofizycznie mieszanina komórek w wodzie (której zawartość przekracza 60%) jest także niejednorodnym medium optycznym. Pod wpływem promieniowania I_{we} zachodzi zarówno pożądana absorpcja fotonów przez HbO_2 i Hb zawarte w komórkach krwi tętniczej, jak i zakłócająca absorpcja oraz rozpraszanie powodowane przez wszystkie pozostałe składniki badanej warstwy tkanek. Przepuszczone promieniowanie ma zawsze natężenie $I_{wy} < I_{we}$, a stopień strat wyraża selektywna gęstość optyczna $D_\lambda = \log(I_{we}/I_{wy})$, znacznie większa od absorpcji A_λ . W badaniu nieinwazyjnym nie można zrealizować zależności (4), opartej na prawach „czystej” absorpcji. Prawdziwą wartość $SaO_{2\%}$ oszacowuje wskazanie $SpO_{2\%}$, zgodnie z krzywą kalibracji, tj. nominalnym równaniem przetwarzania ustalonym dla danego urządzenia w czasie jego empirycznego wzorcowania.

3.3. ZASADA UZYSKIWANIA NOMINALNEGO RÓWNIANIA PRZETWARZANIA

Niezbędnym warunkiem wykonywania wiarygodnych pomiarów saturacji jest ustalenie takiej postaci funkcji wiążącej tę wielkość z wybranymi parametrami sygnału otrzymywanego z obiektu, aby uzyskany wynik był niezależny od natężenia I_{we} , ilości krwi, grubości obiektu, barwy skóry itp. Przy wystarczająco niskiej wartości mocy promienistej transiluminowany obiekt jest optycznie liniowy. Cecha ta umożliwia zastosowanie prawa addytywności gęstości optycznych poszczególnych składników, co ma istotne znaczenie w ustaleniu postaci charakterystyki przetwarzania. Równanie (4), dotyczące idealizowanego dwuskładnikowego obiektu, można dla wybranych pomiarowych długości fali zapisać w postaci

$$SaO_2 = F_{id} \left(\frac{A_{id660}}{A_{id940}} \right), \quad (6)$$

gdzie $A_{id} = A_{HbO_2} + A_{Hb}$. Wskazanie pulsooksymetru $SpO_2\%$ dotyczy rzeczywistego, a więc wieloskładnikowego obiektu. Przez analogię do równania (6) można zapisać równanie charakterystyki przetwarzania

$$SpO_2 = F_{rz} \left(\frac{f_1(A_{id}(SaO_2) + \text{pozostałe składniki } D_p)_{660}}{f_2(A_{id}(SaO_2) + \text{pozostałe składniki } D_p)_{940}} \right), \quad (7)$$

która ujmuje wielkości związane z cyklicznym pojawianiem się w obiekcie składowej D_p gęstości optycznej. W praktyce nie mierzy się jej bezpośrednio. Z zewnątrz obiektu dostępne pomiarom jest natężenie I_{wy} przepuszczonego promieniowania. W przypadku regularnej fali tętna naprzemiennie otrzymuje się mierzalne charakterystyczne dane: dla $t = k \cdot t_p$ maksymalne wartości natężenia I_{wy} , tj. I_o 660 i I_o 940, dla $t = (k + 1/3) \cdot t_p$ minimalne wartości natężenia I_{wy} równe $(I_o - I_p)$ 660 i $(I_o - I_p)$ 940, oraz maksymalne wartości natężenia pochłoniętego I_p , tj. I_p 660 i I_p 940, przy czym $k = 0, 1, 2, \dots$

Jeśli do zależności (4) podstawią się wartości molowych współczynników absorpcji z rys. 1, otrzymuje się idealizowane równanie przetwarzania $SaO_2 = F_{id}(B)$

$$SaO_2 = \frac{0.80 - 0.20 \cdot B}{0.72 + 0.10 \cdot B}, \quad (8)$$

w którym występuje względny parametr $B = (A_{HbO_2} + A_{Hb})_{660} / (A_{HbO_2} + A_{Hb})_{940}$. Przez analogię, ogólna zależność (7) przybiera postać homograficznej funkcji rzeczywistego równania przetwarzania $F_{rz}(R)$

$$SpO_2 = F_{rz}(R) = \frac{w_1 + w_2 \cdot R}{w_3 + w_4 \cdot R}, \quad (9)$$

gdzie względny parametr obiektu R , zależny od właściwości pochłaniających warstwy x_p , określa relacja $R = F[(I_p/I_o)_{660} / (I_p/I_o)_{940}]$. Oczywiście z metrologicznego punktu widzenia wskazane jest, aby zależność ta była liniowa. Parametr R (podobnie jak stosunek B selektywnych absorbancji) jest funkcją SaO_2 , ale na jego wartość wpływa także występowanie w „żywej kuwecie” innych składowych gęstości optycznej D_p warstwy x_p . Natomiast natężenie promieniowania I_{we} na wartość R nie wpływa. Empiryczne ustalenie współczynników w_1, w_2, w_3 i w_4 umożliwia uzyskiwanie wskazań $SpO_2\%$, estymujących określone wartości $SaO_2\%$ dla różnych obiektów, niezależnie od indywidualnych cech warstwy x_o (grubości, zawartości wody, ilości krwi, pigmentacji skóry itp.).

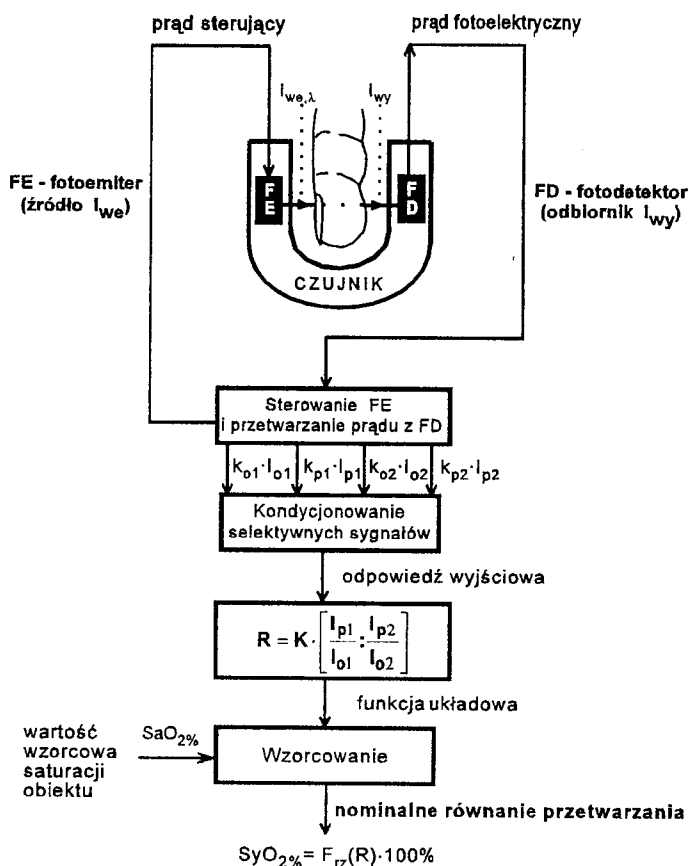
3.3. PARAMETRY KONSTRUKCYJNE I METROLOGICZNE PULSOOKSYMETRU

3.3.1. Specyfika uzyskiwania i przetwarzania sygnałów optycznych z obiektu

Zalety techniczne współcześnie budowanych pulsooksymetrów wynikają w dużej mierze z osiągnięć w zakresie:

- miniaturyzacji źródeł i odbiorników promieniowania optycznego,
- rozdzielczości i dokładności przetwarzania analogowego i cyfrowego,

- wprowadzenia wysokiej klasy mikroprocesorów do wspomagania konwersji a/c, do sterowania prądowym zasilaniem elektroluminescencyjnych źródeł promieniowania z zakresu od 600 do 1000 nm i obróbki sygnałów fotoelektrycznych z krzemowych odbiorników promieniowania, oraz do realizacji algorytmów obliczania saturacji z krzywej kalibracji, przy jednoczesnym ograniczeniu wpływu jaki na dokładność wskazań wywierają artefakty i inne czynniki zakłócające.



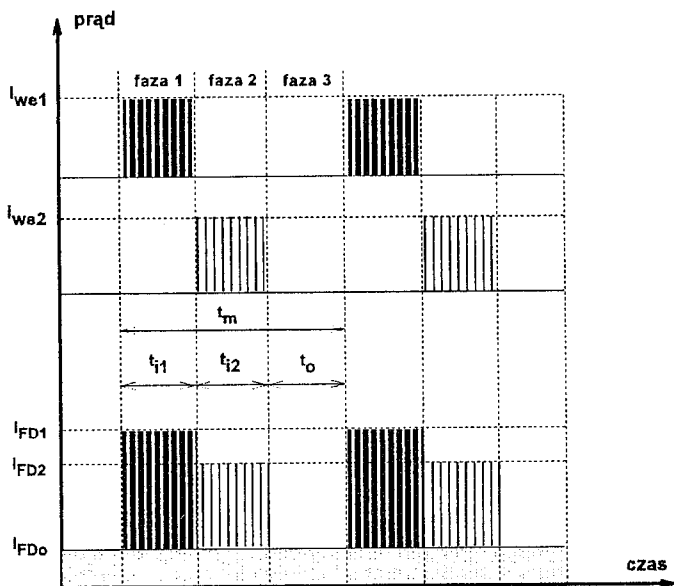
Rys. 4. Schemat blokowy pulsoksymetru

Na rysunku 4 przedstawiono w uproszczeniu schemat blokowy pulsoksymetru, wyróżniając czujnik pomiarowy oraz etapy przetwarzania sygnałów związanych z obsługą jego wejścia i wyjścia.

Czujnik pomiarowy. Sterowanie fotoemiterem i obróbka sygnałów z fotodetektora

Optoelektroniczny czujnik montuje się bezpośrednio na obiekcie. Niezależnie od rozwiązania konstrukcyjnego, czujnik zawiera fotoemiter (FE) i fotodetektor (FD)

zorientowane względem siebie tak, aby w czasie pomiaru nie zachodziła zmiana warunków emisji, transmisji i detekcji promieniowania. Czujniki wykonuje się w postaci klamer lub klipsów (z przeznaczeniem do wielokrotnego, stacjonarnego stosowania) oraz jako wymienne, lekkie konstrukcje w postaci taśm wiązanych lub przyklepanych (w zasadzie do badań jednorazowych lecz nie wyłącznie). Fotoemiter zawiera co najmniej dwie, super jasne i wydajne diody elektroluminescencyjne LED, sterowane prądowo i emitujące promieniowanie I_{we} o dominującej długości fali 660 oraz 940 nm. Fotodetektor zbudowany jest zazwyczaj na bazie pojedynczej krzemowej fotodiody p-i-n, która z równą czułością odbiera promieniowanie o obu długościach fali, generując prąd fotoelektryczny proporcjonalny do natężenia promieniowania I_{wy} . Wartości odbierane przez fotodetektor zależą od osobniczych cech obiektu, przy czym fotodiody nie rozróżnia, którą długość fali odbiera. Do głównych zadań sytemu pomiarowego należy więc utrzymywanie wartości sygnałów wyjściowych z czujnika w pożądanym przedziale wartości oraz ich jednoznaczna separacja i obróbka. Stosuje się impulsowe, najczęściej naprzemienne zasilanie diod. Sterujące impulsy prądowe są na tyle krótkie, że mogą mieć znaczne amplitudy, przy jednoczesnym ograniczeniu efektów termicznych i wydłużeniu czasu życia diody. Konieczne jest zapewnienie jak najlepszego stosunku wykrywanych słabych sygnałów do szumów. W paśmie częstotliwości transmitowanych sygnałów należy liczyć się nie tylko z oddziaływaniem szumów, ale także zakłóceń sieciowych. To niekorzystne pasmo obejmuje np. częstotliwość podstawową i harmoniczne sieci oświetleniowej. Bieżącą korekcję wpływu oświetlenia otoczenia umożliwia okresowa przerwa w cyklicznym zasilaniu obu diod. Na rysunku 5 zilustrowano stosowany sposób



Rys. 5. Przykład cyklicznego sterowania fotoemiterem czujnika pomiarowego

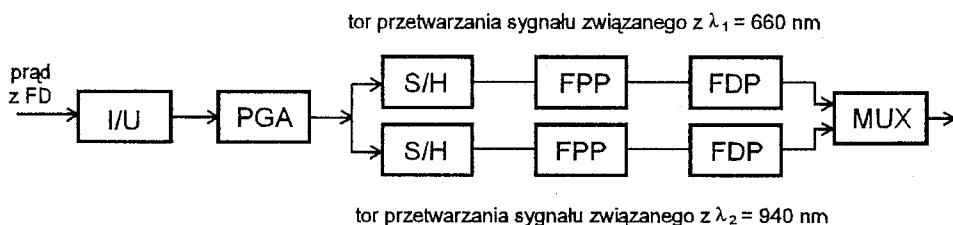
sterowania fotoemiterem. W fazie 1 każdego cyklu zasila się diodę „czerwoną”, w fazie 2 — diodę „podczerwoną”. W fazie 3 obie diody są odłączone od sygnału sterującego i fotodetektor odbiera tylko quasi—stałe promieniowanie „tła”, generując prąd I_{FD} . Czas t_m trwania każdego cyklu jest relatywnie krótki, tj. rzędu ms.

Zarówno przy doborze czasu t_m jak i czasu trwania poszczególnych faz winny być spełnione następujące warunki:

1. $t_{i1}, t_{i2}, t_o >$ od czasu odpowiedzi LED na prądowe wymuszenie prostokątne; czas ten jest rzędu μs ,
2. $f_m = 1/t_m \gg 2 \cdot f_{max}$, gdzie $f_{max} = n \cdot 1/t_p$ jest częstotliwością zależną od liczby n harmonicznych fali tętna, uwzględnianych w analizie.

Dobór częstotliwości nośnej f_m rzędu 1 kHz umożliwia skuteczną filtrację sygnału wyjściowego. W celu wyznaczenia $SpO_2\%$ konieczna jest analiza selektywnych zmian, występujących cyklicznie w wyjściowym sygnale z czujnika. Stosuje się dwójaki sposób analizy [23, 24, 26]. Pierwszy polega na wykrywaniu „szczytu” i „dna” w pulsacji, pojawiających się jednokrotnie w każdym kolejnym przedziale czasu t_p , i obliczaniu wskazania jako wartości saturacji średniej za kilka cykli. W drugim bazuje się na gęstym (np. 30 razy na sekundę) próbkowaniu każdej pulsacji i uśrednianiu 2–3 razy na sekundę, a następnie obliczaniu saturacji na podstawie wartości otrzymanych w wyniku ponownego uśrednienia w przyjętym czasie — tj. w ostatnich kilku sekundach przyjętego czasu pomiaru. W większości produkowanych obecnie pulsooksymetrów możliwy jest wybór pracy w jednym z dwóch — trzech modów czasu $t_{uśr}$. Przykładowo: dla N-180 Pulse Oximeter firmy Nellcor Inc. dobierany czas $t_{uśr}$ wynosi (2–3) s, (5–7) s lub (10–15) s [19], a dla Lifestat 1600 Pulse Oximeter firmy Physio Control $t_{uśr}$ jest równy 8 lub 16 s [20].

Istotne znaczenie ma kondycjonowanie sygnałów z fotodetektora. Stosunek I_p/I_o zawiera się w szerokich granicach wartości (np. dla obiektu z rys. 2 otrzymuje się wartości rzędu setnych [8, 9]). Kondycjonowanie słabych sygnałów prądowych z fotodetektora polega na zastosowaniu konwersji I/U , z zachowaniem liniowego, stabilnego wzmacniania składowych I_o i I_p oraz przyporządkowaniu ich danej długości fali po odpowiedniej selekcji, redukcji i filtracji. Na rysunku 6 przedstawiono schemat blokowy toru wstępnego przetwarzania analogowego prądu z fotodetektora, który zrealizowano w zbudowanym systemie do badań pulsooksymetrycznych [7]. Praca tego toru jest zsynchronizowana z impulsowym sterowaniem



Rys. 6. Schemat układu wstępnego przetwarzania analogowego selektywnych sygnałów z fotodetektora

fotoemiterem, które umożliwia niejednoczesne, naprzemienne uzyskiwanie promieniowania 660 i 940 nm, o nastawianej wartości natężenia. Zastosowano bipolarne impulsy o czasie trwania rzędu μs , o wartości do 0.5 A, zadawane z programowanego źródła prądowego. Wzmacniacz PGA o programowanym wzmocnieniu umożliwia dopasowanie do różnych wartości prądu fotoelektrycznego, przetworzonego na napięcie. Poprzez demultipleksację dokonuje się separacji selektywnych sygnałów uzyskiwanych z czujnika i przyporządkowuje je danej długości fali. Filtry pasmowoprzepustowe FP wydzielają z odseparowanych sygnałów składowe o częstotliwości środkowej odpowiadającej częstotliwości f_m , z jaką impulsami bipolarnymi steruje się diody LED w fotoemiterze. Filtry dolnoprzepustowe FD odfiltrowują sygnały o częstotliwościach większych od częstotliwości $f_{\max} = n \cdot 1/t_p$. Zastosowana filtracja analogowa w wystarczającym stopniu ogranicza wpływ czynników zakłócających.

Nieistotny jest prąd ciemny fotodiody oraz niezerównoważenie i dryft temperaturowy przetwornika I/U . Przetwornik ten ma małe wartości prądów polaryzacyjnych w porównaniu z prądem fotodiody oraz liniową charakterystykę przetwarzania. Układy próbkująco-pamiętające S/H zapamiętują selektywne wartości składowych $k_o \cdot I_o$ oraz $k_p \cdot I_p$. Odfiltrowane sygnały związane z określoną długością fali są cyklicznie podawane na przetwornik a/c, gdzie podlegają konwersji, a następnie filtracji cyfrowej i dalszemu przetwarzaniu, zgodnie z przyjętym algorytmem. Wartość $K = (k_{p660} \cdot k_{o940}) / (k_{o660} \cdot k_{p940})$ określa stałą kondycjonowania obowiązującą dla określonego rozwiązania układu pomiarowego.

Czas uzyskania wyniku pomiaru

Umieszczenie czujnika na obiekcie inicjuje proces pomiarowy, przy czym konieczne jest odczekanie na uzyskanie wyniku pomiaru. Na łączny czas zaniku stanu nieustalonego składają się: fizjologiczne opóźnienie spowodowane procesami przejściowymi w obiekcie oraz czas odpowiedzi przyrządu. Istotne znaczenie ma lokalizacja czujnika. Dla czujnika montowanego na palcu czas opóźnienia związany z „uspokojeniem się obiektu” jest dłuższy niż dla czujników nausznych i wynosi od 24 do 30 s. Należy przypuszczać, że różnica ta jest spowodowana różnymi stałymi czasowymi lokalnej perfuzji. Stosowany przez producentów czas uśredniania wartości saturacji t_{usr} jest równy od 2 do 30 s. Na ogół przyjmuje się, iż wskazane jest spełnienie warunku $t_{usr} \geq 3 \cdot t_p$, przy czym zachodzi tu sprzeczność wymagań. Z jednej strony długi czas uśredniania poprawia stabilność wyników i zmniejsza ich wrażliwość na artefakty, ale z drugiej sprawia, że wskazania nie odzwierciedlają patologii wywołującej szybkie, niespodziewane i krótkotrwałe zmiany utlenowania. Wartości wskazywane przez pulsooksymetr nie są wartościami chwilowymi, a reakcja wskazania na zwiększenie lub zmniejszenie wartości $\text{SaO}_2\%$, zmianę położenia obiektu względem czujnika lub zmianę obiektu, jest zawsze opóźniona. Łączny czas odpowiedzi może sięgać kilkudziesięciu sekund.

Dane dla użytkownika

Poniżej zestawiono przykładowe dane dotyczące zakresu i dokładności wielkości wskazywanych przez pulsooksymetr, podawane przez producenta w instrukcji obsługi. Dane dotyczą wspomnianych już dwóch przyrządów, produkowanych w USA przez renomowane firmy:

- Physio-Control Lifestat 1600 Pulse Oximeter; producent: Physio Control [20]

Zakres $\text{SpO}_{2\%}$: (0–100)%;

Rozdzielczość $\text{SpO}_{2\%}$: $\pm 1\%$;

Niepewność bezwzględna wyniku pomiaru $\text{SpO}_{2\%}$ (1SD):

$\pm 1,5\%$ dla wskazań w zakresie (90–100)%,

$\pm 2,5\%$ dla wskazań w zakresie (70–89)%,

nieokreślona dla wskazań w zakresie (0–69)%;

- Nellcor N-180 Pulse Oximeter; producent: Nellcor Incorporated [19]

Zakres $\text{SpO}_{2\%}$: (0–100)%;

Rozdzielczość $\text{SpO}_{2\%}$: $\pm 1\%$;

Niepewność bezwzględna wyniku pomiaru $\text{SpO}_{2\%}$ (1SD):

$\pm 2\%$ dla wskazań w zakresie (70–100)%,

$\pm 3\%$ dla wskazań w zakresie (50–69)%,

nieokreślona dla wskazań w zakresie (0–49)%.

W obu przyrządach zastosowano liniijkę wskaźnika tętna i wyświetlanie jego bezwzględnej wartości z rozdzielczością ± 1 b.p.m. i niepewnością bezwzględną ± 3 b.p.m. Użytkownik może także skorzystać ze standardowych lub zadać własne poziomy alarmów, tj. sygnalizacji wizualnej i akustycznej przekroczenia ekstremalnie wysokich lub niskich wartości saturacji i tętna. Wykres zmian saturacji w czasie monitorowania może być zarejestrowany dzięki wewnętrznej pamięci, a ponadto istnieje możliwość połączenia z zewnętrznym komputerem poprzez interfejs RS-232.

W niektórych (najdroższych) wersjach pulsooksymetrów wyświetlany jest także przebieg PPG. Ciągłe monitorowanie fali tętna jest bardzo użyteczne: z jednej strony służy ocenie stanu krążenia obwodowego, a z drugiej — umożliwia np. wykrycie sytuacji, gdy pulsooksymetr rejestruje sygnały zakłócające a nie powodowane pulsacjami tętnicznymi.

3.4. SYSTEMATYKA CZYNNIKÓW OGRANICZAJĄCYCH WIARYGODNOŚĆ POMIARU SATURACJI

3.4.1. Prawdziwa ($\text{SaO}_{2\%}$) a wskazywana ($\text{SpO}_{2\%}$) wartość saturacji

Wzorcowanie pulsooksymetrów przebiega w warunkach klinicznych [2, 12, 17, 23]. Od zdrowych, dorosłych osób (ochotników), wprowadzanych w stan kontrolowanej hipoksemii, pobiera się próbki krwi do porównawczych badań *in vitro*. Przy wykonywaniu inwazyjnego badania gazometrycznego ważna jest prawidłowa technika i dbałość o szczegóły; otrzymana *in situ* wartość saturacji jest zwykle

zawyżona. Rutynowo jako urządzenia wzorcowe stosuje się przyrządy typu Co-oximeter firmy Instrumentation Laboratories, Lexington (USA) [18]. Z oczywistych względów humanitarnych niemożliwe jest przeprowadzanie badań dla wartości saturacji na tyle niskich, że grożą śmiercią lub uszkodzeniem mózgu. Wzorcowanie ogranicza się więc do wartości $\text{SaO}_{2\%}$ mieszczących się w zakresie od 50% do 100%. Stąd dla wskazań $\text{SpO}_{2\%} \leq 50\%$ dokładność pomiaru jest nieokreślona.

Podawana przez producentów informacja o bezwzględnej niepewności wskazania $\text{SpO}_{2\%}$ równej np. $\pm 3\%$ dla 1SD (a więc dla pojedynczego odchylenia standardowego jest wynikiem przyjęcia poziomu ufności $\alpha = 0.68$). Jednakże w pomiarach biomedycznych zaleca się wyższy poziom, tj. $\alpha \geq 0.95$. Tak więc, przedział ufności należałoby przynajmniej dwukrotnie zwiększyć (2SD). W takim przypadku, pojedyncze wskazanie pulsooksymetru równe np. $\text{SpO}_{2\%} = 90\%$ informuje użytkownika o oszacowaniu z prawdopodobieństwem 95%, że prawdziwa wartość saturacji mieści się w granicach $\text{SaO}_{2\%} = (84-96)\%$. Oszacowanie to jest słuszne, jeśli dokonuje się pomiarów w warunkach, w których pulsooksymetr został wywzorcowany. Specyficzne lub patologiczne cechy obiektu oraz zmiana warunków pomiaru mogą spowodować zmniejszenie wiarygodności, wywołując następujące efekty:

- Efekt I: niemożność realizacji równania przetwarzania $\rightarrow$ utrata zdolności do pomiaru saturacji,
- Efekt II: znaczne zaniżenie (efekt II a) lub zawyżenie (efekt II b) wartości $\text{SpO}_{2\%}$ w porównaniu z wartościami prawdziwymi $\text{SaO}_{2\%}$,
- Efekt III: brak stabilności przetwarzanych sygnałów z czujnika $\rightarrow$ wystąpienie błędów grubych i/lub znacznego rozrzutu wyników w próbie wykonanej dla tego samego obiektu.

3.4.2. Źródła niepewności wyniku pomiaru

Całkowita niepewność wyniku pomiaru saturacji zależy od jakościowych oraz ilościowych relacji między przetwarzanymi wielkościami użytecznymi a innymi wielkościami wpływającymi. Zakłócenia zewnętrzne i artefakty fizjologiczne mają charakter mechaniczny, elektryczny, chemiczny, optyczny, przy czym istotne jest usytuowanie ich źródeł w strukturze systemu pomiarowego. Stopień oddziaływania tych licznych czynników na całkowitą niepewność oszacowania globalnej saturacji obiektu zależy w dużej mierze od sytuacji lokalnej, istniejącej w obrębie pomiarowego łącza optycznego. Szczególnie niekorzystny jest wpływ wielkości powodujących zniekształcenie przebiegu i/lub wartości pulsujących składowych przetwarzanych sygnałów. Systematyzując te wielkości oraz formułując zalecenia dotyczące metodyki doboru elementów łącza pomiarowego, można wyróżnić trzy grupy źródeł niepewności związanych odpowiednio z:

- fizjologicznymi właściwościami obiektu,
- sposobem realizacji transiluminacji obiektu,
- oddziaływaniem otoczenia.

G r u p a I. Fizjologiczne właściwości obiektu

1. *Hiperoksemia* ($\text{PaO}_2 > 100 \text{ mmHg}$) powoduje nasycanie się krzywej dysocjacji HbO_2 , a wówczas wskazania $\text{SpO}_2\% \rightarrow \text{const} = 100\%$. Sytuacja taka może wystąpić np. w przypadku badania osób oddychających za pomocą respiratora $\rightarrow$ efekt I.

2. *Niebezpiecznie niskie wartości* $\text{SaO}_2\% < 50\%$, mieszczące się w zakresie nie podlegającym weryfikacji klinicznej $\rightarrow$ efekty II i III.

3. *Czynniki powodujące znaczne zmniejszenie ukrwienia.*

Należą do nich np. hipotermia (temperatura $< 35^\circ\text{C}$), hipotonia (ciśnienie krwi $< 50 \text{ mmHg}$), nasilona anemia (zawartość hemoglobiny $< 5 \text{ g/dl}$) [26]. W czasie pomiarów wykonanych przez autorkę [8] sytuacja taka wystąpiła także w dwóch szczególnych przypadkach, gdy badano obiekty z zaburzeniami ukrwienia lokalnego: kikut palca po amputacji paliczka paznokciowego oraz koniec palca z przeciętym naczyniem tętnicznym. Obserwowano efekt II a: otrzymane wartości $\text{SpO}_2\%$ były zaniżone w stosunku do wyników uzyskanych dla drugiej dłoni o $(86,6 - 97,6)\% = -11,0\%$ oraz $(88,0 - 95,6)\% = -7,6\%$.

4. *Nieregularny przebieg fali tętna oraz znaczne zmniejszenie amplitudy pulsacji tętniczych.*

Istnienie wykrywalnych pulsacji tętniczych jest niezbędnym warunkiem wykonywalności pomiarów. Obecność w fali PPG wyższych harmonicznnych, nagle zmiany jej amplitudy, arytmia i wypadanie tętna oraz gwałtowne zmiany częstości pulsacji utrudniają ciągle monitorowanie saturacji. Ekstremalne sytuacje prowadzące do efektu I, to zanik tętna i zastosowanie pozaustrojowego krążenia nietętniącego. W sytuacjach krytycznych bardzo pomocna jest ciągła obserwacja saturacji, przy jednoczesnym monitorowaniu zarówno PPG, jak i EKG. Urządzeniem umożliwiającym takie badania jest np. Nellcor-250.

5. *Grubość obiektu oraz obecność dodatkowych absorberów na jego powierzchni.*

Znaczna grubość obiektu ($x > 2 \text{ cm}$) powoduje znaczne zwiększenie jego gęstości optycznej. W skrajnym przypadku, dla warstwy bardzo grubej, nastąpi całkowite wsteczne odbicie padającego promieniowania i brak transmisji przez obiekt $\rightarrow$ efekt I. Natomiast różnice, jakie zawsze występują w naturalnej pigmentacji skóry mogą spowodować wystąpienie jednego z wariantów efektu II, gdy nasilenie dominującego zabarwienia będzie znaczne. Dotyczy to także ewentualnej obecności barwników (np. tatuażu) oraz umieszczenia czujnika na palcu z polakierowanym paznokciem: dla warstwy zielonej $\rightarrow$ efekt I, dla innych barw $\rightarrow$ efekt II a.

6. *Obecność w obiekcie zakłócających absorberów.*

Szczególnie niekorzystna może być obecność niepożądanych składników we krwi tętniczej, i to takich, których współczynniki absorpcji nie są równe zeru dla 660

i 940 nm. Zastosowanie dwóch pomiarowych długości fali sprawia, że jest możliwe rozróżnienie tylko dwóch absorberów: HbO_2 i Hb . Na wartość stosunku R w równaniu (9) może więc zakłócająco oddziaływać każdy składnik zawarty w warstwie x_p , jeśli pochłania promieniowanie 660 nm lub/i 940 nm. Często w celach leczniczych lub diagnostycznych aplikuje się środki chemiczne, które zawierają barwniki (np. antykoagulanty lub środki pobudzające skurcz naczyń włosowatych). Najbardziej niepożądana, ale i prawdopodobna, jest jednak obecność patologicznych postaci hemoglobiny [16, 32]. COHb występuje w dużych ilościach przy zatruciu czadem a w mniejszych — przy nałogowym paleniu tytoniu. MetHb pojawia się np. wskutek zażywania nitrogliceryny. Przy braku tych składników obowiązuje definicja dana w postaci (1), zgodnie z którą wartość prawdziwą saturacji $\text{SaO}_{2\%}$ określa *saturacja funkcjonalna*. W przeciwnym razie obiekt charakteryzuje *saturacja frakcjonalna* $\text{Sa}^{\text{F}}\text{O}_{2\%}$ [23, 35]

$$\text{Sa}^{\text{F}}\text{O}_{2\%} = \frac{c_{m\text{HbO}_2}}{c_{m\text{HbO}_2} + c_{m\text{Hb}} + c_{m\text{COHb}} + c_{m\text{MetHb}}} \cdot 100\% \quad (10)$$

$$\text{i zachodzi zależność } \text{SaO}_{2\%} = \frac{c_{m\text{HbO}_2}}{c_{m\text{HbO}_2} + c_{m\text{Hb}}} \cdot 100\% \geq \text{Sa}^{\text{F}}\text{O}_{2\%}.$$

Istnienie różnicy ($\text{SaO}_{2\%} - \text{Sa}^{\text{F}}\text{O}_{2\%}$) sprawia, że wynik pomiaru $\text{SpO}_{2\%}$ estymujący wartość funkcjonalną $\text{SaO}_{2\%}$ może być dany z niedomiarem lub nadmiarem. Z analizy krzywych absorpcji (rys. 1) wynika, iż:

- $\Rightarrow$ COHb nie absorbuje promieniowania 940 nm ($a_{m\text{COHb}940} = 0$), natomiast prawie w tym samym stopniu co HbO_2 absorbuje światło o długości fali 660 nm, dla której $a_{m\text{COHb}} = 0,87 \cdot a_{m\text{HbO}_2}$. Dla każdego obiektu wprowadzenie COHb spowoduje więc wzrost $\text{SpO}_{2\%}$, mimo iż w rzeczywistości nastąpiła desaturacja obiektu. W obecności karboksyhemoglobiny zawsze otrzymuje się wynik z nadmiarem.
- $\Rightarrow$ MetHb ma dla obu długości fali takie same właściwości absorpcyjne, przy czym dla 660 nm absorbuje promieniowanie tak samo jak Hb , a dla 940 nm w stopniu większym niż HbO_2 i Hb . Ponieważ $a_{m\text{MetHb}660} = a_{m\text{Hb}940}$, po wprowadzeniu MetHb wystąpią równe przyrosty absorbancji obiektu i wartość $B = A_{id660}/A_{id940}$ w równaniu (8) dąży do 1, czemu odpowiada saturacja równa 74%. Skutek: jeśli wartość prawdziwa saturacji obiektu jest różna od 74%, to $\text{SpO}_{2\%}$ może ją oszacować z nadmiarem lub niedomiarem, a zależy to od relacji między $\text{Sa}^{\text{F}}\text{O}_{2\%}$ a wartością 74%. Jeśli $\text{Sa}^{\text{F}}\text{O}_{2\%} > 74\%$, to otrzymuje się wynik z niedomiarem, w przeciwnym razie — z nadmiarem.

7. Ruchy i niestabilne położenie obiektu.

Silne drgawki, kaszel czy dreszcze mogą powodować chwilowe lub trwałe zaburzenia w procesie nadawania, transmisji i odbioru promieniowania w obrębie łączy pomiarowego, prowadząc do efektu III lub w skrajnych przypadkach do efektu I.

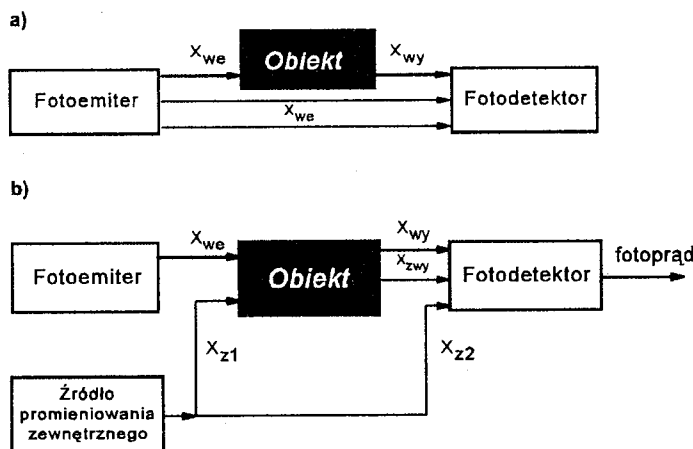
G r u p a I I. Sposób realizacji transiluminacji obiektu

1. Czynniki powodujące zmianę parametrów emisyjnych fotoemitery lub/i parametrów detekcyjnych fotodetektora.

Zjawiska powodujące niekontrolowane, przypadkowe lub systematyczne zmiany mocy promienistej i długości fali emitowanego promieniowania [11] oraz czułości fotodetektora mogą przyczynić się do zmniejszenia wiarygodności pomiarów. Zmiana długości fali może być skutkiem np. zmiany temperatury złącza LED — ze wzrostem temperatury długość fali emitowanego promieniowania rośnie o ≈ 0.5 nm/°C. Znaczące skutki może jednak wywołać tylko zmiana długości promieniowania $\lambda_1 = 660$ nm. W zakresie bliskiej podczerwieni, w sąsiedztwie $\lambda_2 = 940$ nm, krzywe absorpcji HbO₂ i Hb są w małym stopniu zależne od zmian λ . Dla światła czerwonego, w pobliżu 660 nm, krzywa HbO₂ jest także stosunkowo płaska i skutki oddziaływania małych zmian $\pm \Delta\lambda$ można zaniedbać. Krzywa Hb ma natomiast duże nachylenie, co dla znacznych przesunięć $\Delta\lambda$, sięgających w rzeczywistości ± 15 nm, może spowodować obniżenie czułości pomiaru, szczególnie przy niskich wartościach saturacji. Stosowane w czujnikach diody LED są co prawda źródłami quasi-monochromatycznymi, ale ich charakterystyki widmowe są wystarczająco selektywne. Celowe i praktycznie możliwe jest dobranie spośród wyselekcjonowanych elementów pary fotoemiter-fotodetektor, spełniającej wymaganie efektywnej „współpracy” z obiektem w wykorzystywanym zakresie widma. Dostępne struktury LED mają dużą sprawność, a dla prądu sterującego o wartości 20 mA uzyskuje się światłość rzędu setek mcd a nawet cd (w zakresie widzialnym) oraz natężenie promieniowania rzędu mW (w zakresie bliskiej podczerwieni). Produkowane fotodiody p-i-n mają dużą czułość widmową, o wartości maksymalnej ≥ 0.6 A/W. W czujniku skonstruowanym według koncepcji własnej wykonano fotoemiter zawierający struktury elektroluminescencyjne, dla których wartość $2\Delta\lambda = 20$ nm odpowiada połówkowej szerokości widma, a jako fotodetektor zastosowano fotodiodę BPWP 34 [6, 7].

2. Czynniki powodujące przemieszczanie się czujnika i jego niestabilne położenie wobec transiluminowanej warstwy.

Zły montaż czujnika, niewłaściwy dobór jego typu do gabarytów obiektu oraz niedogodny dostęp do obiektu mogą być przyczyną zmiany drogi optycznej w porównaniu z drogą założoną (rys. 7a). Wówczas promieniowanie z fotoemitery dociera do fotodetektora nie przechodząc przez tkanki lub transiluminacja obiektu jest tylko częściowa. W pierwszym, skrajnym przypadku może wystąpić efekt I. W drugim wzrasta wartość prądu fotoelektrycznego, symulując spadek gęstości optycznej (co prowadzi do efektu IIb) lub zwiększa się udział niepewności przypadkowych → efekt III. W czasie badania określonego obiektu nadajnik i odbiornik promieniowania muszą być stabilnie zorientowane wobec siebie oraz wejściowej i wyjściowej powierzchni obiektu. Osiągnięciu tego sprzyjają: lekka konstrukcja czujnika, płaska powierzchnia emitująca fotoemitery oraz płaska i możliwie duża powierzchnia światłoczuła fotodetektora. Warunki te spełniono w wykonanym czujniku pomiarowym [6,



Rys. 7. Zmiana warunków transmisji promieniowania spowodowana wpływem zakłóceń: a) czynników mechanicznych, b) promieniowania zewnętrznego

7]. Struktury LED, które można niezależnie lub łącznie sterować prądowo, zamontowano na powierzchni mającej średnicę 10 mm, a wspomniana fotodioda BPWP 34 ma płaską powierzchnię światłoczułą 7.5 mm². Lekka i elastyczna obudowa czujnika umożliwia jego nasunięcie na palec dłoni, pozwalając na efektywną transiluminację obiektu bez nadmiernego uciskania tkanek.

3. Czynniki powodujące inwazyjne oddziaływanie na obiekt — mechaniczne lub termiczne.

Przy prawidłowej konstrukcji czujnika ryzyko wywołania trwałych efektów destrukcyjnych jest małe. Potencjalna możliwość wystąpienia odwracalnych zmian mechanicznych lub termicznych dotyczy powierzchni obiektu, jeśli czujnik — szczególnie będący ciężką klamrą lub klipsem — pozostaje na nim w ciągu godzin i dni. Zbyt mocny ucisk od strony nadawczej lub lub/i odbiorczej może symulować wystąpienie dodatkowych pulsacji żylnych, co uniemożliwia wykonywanie pomiarów. Efekt I może także wystąpić np. wskutek silnego mechanicznego ucisku obiektu powyżej czujnika. Z tego względu mankiet ciśnieniomierza należy montować na drugiej ręce. Typ i nasilenie działania promieniowania optycznego na ukrwione tkanki zależy od długości fali, czasu oddziaływania i wartości powierzchniowej gęstości mocy promienistej uzyskiwanej z fotoemitery. Przy ciągłym napromienieniu wartość ta nie może przekraczać 1 W/cm² [8]. Długotrwała transiluminacja jest dopuszczalna, jeśli wartość temperatury w przestrzeni łącza nie przekracza +43°C.

G r u p a I I I. Oddziaływanie otoczenia

Do tej grupy można zaliczyć zewnętrzne czynniki zakłócające, powodowane przez specyficzne warunki pomiarów oraz przez wszystkie źródła promieniowania

elektromagnetycznego — w tym widzialnego i podczerwonego — znajdujące się poza obreębem pomiarowego łąca optycznego.

1. *Wzrost temperatury* ponad dopuszczalną wartość, spowodowany bezpośrednim nagrzewaniem obiektu oraz elementów czujnika, prowadzi do efektu I. W warunkach klinicznych niepożądany wzrost temperatury może być spowodowany przez różne źródła termiczne, np. promienniki podczerwieni i diatermy chirurgiczne.

2. *Zmiana widmowa oraz ilościowa promieniowania docierającego do powierzchni światłoczułej fotodetektora* (rys. 7b).

Fotodetektor przetworzy każdy rodzaj promieniowania padającego na jego powierzchnię, zgodnie z przebiegiem charakterystyki widmowej. W praktyce mogą wystąpić zakłócenia spowodowane zewnętrznym oświetleniem pochodzącym z wielu źródeł takich jak np. światło słoneczne, lampy fluorescencyjne i ksenonowe, świetlówki bakteriobójcze. Jeżeli natężenie oświetlenia zakłócającego jest bardzo duże, to użyteczny sygnał I_{wy} może być niewykrywalny → efekt I. Podczas pomiarów w otoczeniu o dużym udziale promieniowania zewnętrznego, wystarczająco skuteczne, nieuciążliwe i proste w realizacji jest osłonięcie czujnika wraz z obiektem ciemną nieprzezroczystą tkaniną.

3. *Prowadzenie pomiarów podczas innych badań diagnostycznych oraz zabiegów terapeutycznych*, gdy stosowana w nich aparatura i procedury oddziałują na proces elektronicznego przetwarzania i kondycjonowania sygnałów z czujnika. Sytuacje takie mogą mieć miejsce np. w czasie monitorowania śródoperacyjnego i jednoczesnej elektrokoagulacji naczyń. Przy współistnieniu słabych pulsacji tętniczych prąd koagulacji może oddziaływać na prąd fotoelektryczny, a skutek ruchu obiektu lub czujnika może także indukować się prąd w przewodach łączących. Konstrukcja czujników, których przewody mają parumetrową długość, umożliwia prowadzenie pomiarów zdalnych, co jest bardzo wygodne, ale nie zawsze dopuszczalne. Przykład: jednoczesne zastosowanie pulsooksymetru i urządzenia MRI (Magnetic Resonance Image) jest wykluczone. Z jednej strony wiarygodność pomiaru saturacji może być obniżona a uzyskiwany obraz MRI zniekształcony, a ponadto — prąd płynący w doprowadzeniach elektrycznych może być przyczyną oparzenia obiektu. Ze względu na to, że sygnały uzyskiwane z fotodetektora są wolnozmiennie i mają małe wartości, może też wystąpić niekorzystne oddziaływanie sieci zasilającej (50 Hz) oraz znajdujących się w pobliżu źródeł wysokoprądowych (np. silników).

4. PODSUMOWANIE

Pulsooksymetrię uważa się za największe osiągnięcie w monitorowaniu klinicznym jakiego dokonano od czasu wprowadzenia elektrokardiografii. Rekomendowano ją do stosowania w anestezjologii i intensywnej opiece medycznej na początku lat dziewięćdziesiątych, a obecnie uznaje się, że saturacja tlenowa krwi

powinna być mierzona rutynowo *in vivo*, tak jak inne istotne dla życia parametry (temperatura, tętno, ciśnienie krwi, częstość oddechu). Nieinwazyjna pulsooksymetria ma ograniczenia natury fizjologicznej i technicznej, a wiele zagadnień dotyczących interpretacji wyników pomiarów pozostaje nadal nie rozstrzygniętych. Niezależnie od innych czynników, dobre ukrwienie badanej okolicy ciała oraz wystarczająca amplituda obwodowego tętna są niezbędnymi warunkami wykonalności wiarygodnego pomiaru. Omawiany w pracy prześwietleniowy wariant pulsooksymetrii ma w porównaniu z wariantem odbiciowym wiele zalet — w tym przede wszystkim zdecydowanie większy udział pulsującej składowej w badanym sygnale, co zwiększa szanse jej wiarygodnej detekcji i dokładnego przetworzenia.

Istnieją perspektywy rozwoju nowego rodzaju nieinwazyjnej oksymetrii spektrofotometrycznej (ang. *infrared cerebral oximetry*), służącego ocenie nie globalnego utlenowania organizmu lecz miejscowego utlenowania naczyń mózgowych, przy zastosowaniu czujników umieszczanych na czole [10, 14, 29, 31]. W monitorowaniu wykorzystuje się zjawisko całkowitego wstecznego odbicia dwóch lub więcej długości fali z zakresu od 700 do 900 nm. Wielkością mierzoną jest saturacja miejscowa oznaczana jako rSO_2 (ang. *regional hemoglobin oxygen saturation*), która odzwierciedla istnienie równowagi pomiędzy dostarczaniem i zużywaniem tlenu przez tkanki. Wartością fizjologiczną dla zdrowej osoby dorosłej jest np. $rSO_{2\%} = 71\%$. Pomiary wykonuje się umieszczając fotoemiter bliżej oraz dalej od fotodetektora, w celu wykorzystania efektu płytkiej oraz głębokiej penetracji promieniowania.

W przeciwieństwie do czujników pulsooksymetrycznych, przetwarzana długość drogi optycznej jest nieznana. Ten rodzaj oksymetrii jest przedmiotem dużego zainteresowania, gdyż potencjalnie umożliwia monitorowanie w takich sytuacjach krytycznych jak operacje na otwartym sercu, zabiegi neurochirurgiczne, ekstremalna hipotermia, przerwanie krążenia naturalnego i zastosowanie krążenia pozaustrojowego. Pomiary wciąż jeszcze znajdują się w stadium badań, a jednym z głównych problemów jest konieczność rozwiązania sposobu i metodyki kalibracji.

Stan, który istnieje w zakresie wiarygodnej oceny wyników identyfikacji cech organizmu człowieka przy zastosowaniu przetwarzania optoelektronicznego, jest wciąż niezadowalający. Wobec problemów wynikających z ograniczonych względami humanitarnymi możliwości wzorcowania *in vivo* urządzeń nieinwazyjnych, szczególnego znaczenia nabiera matematyczne modelowanie struktury obiektów, symulowanie procesów interakcji zachodzących między rzeczywistym nośnikiem informacji a żywym obiektem (komputerowo wspomagane tworzenie wzorcowych obiektów wirtualnych) oraz konstruowanie sztucznych obiektów fizycznych (budowa wzorcowych fantomów — np. „sztuczne” palce [13, 15]). W tym właśnie zakresie należy spodziewać dalszego rozwoju nie tylko pulsooksymetrii, lecz i innych metod diagnostycznych bazujących na wykorzystaniu relacji między właściwościami biofizycznymi i optycznymi tkanek.

Praca realizowana w ramach tematu badawczego TB-44-489/97-DS.

BIBLIOGRAFIA

1. T. Aoyagi, K. Yamaguchi, S. Watanabe: *Improvement of an earpiece oximeter*. 13th Annual Meeting of the Japanese Society for Medical Electronics and Biological Engineering. Osaka (Japan) 1974, p. 90–91
2. J.D. Bronzino: *The Biomedical Engineering Handbook*. IEEE-CRC Press, USA 1995, p. 771, 1346–1352
3. W.T. Cecil, K.J. Thorpe, E.E. Fibuch, G.F. Tuohy: *A clinical evaluation of the accuracy of the Nellcor N 100 and the Ohmeda 3700 pulse oximeters*. J. Clin. Monit. 1988, vol. 4, p. 31–36
4. D.O. Cooney: *Biomedical engineering principles*, vol. 2, Marcel Dekker Inc., New York 1976, p. 16–66, 354–392
5. A. Cysewska-Sobusiak: *Metrological problems of pulse oximetric measurements*. Proc. of 4th IMEKO TC-4 International Symposium on Intelligent Measurement of Electrical and Magnetic Quantities. Sofia (Bulgaria), November 1990, p. 104–109
6. A. Cysewska-Sobusiak: *Noninvasive monitoring of arterial blood oxygenation with spectrophotometric technique*. SPIE 1992, vol. 1711, p. 311–322
7. A. Cysewska-Sobusiak, T. Jedwabny, G. Wiczyński: *System komputerowy do badań pulsoksymetrycznych*. Elektronizacja 1992, nr 11, s. 6–8
8. A. Cysewska-Sobusiak: *Problemy metrologiczne identyfikacji cech obiektu żywego poddanego nieinwazyjnej transiluminacji*. Rozprawy nr 303, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 1995
9. A. Cysewska-Sobusiak: *Optoelectronic blood oximetry*. SPIE-PL Conference Proceedings on Optics in Biophysics and Biochemistry, International Series NACMO, Bellingham (USA) 1996, vol. 2, p. 133–142
10. R.A. De Blasi, S. Fantini, M.A. Franceschini, M. Ferrari, E. Gratton: *Cerebral and muscle oxygen saturation by frequency-domain near-infra-red spectrometer*. Med. Biol. Eng. Comput. 1995, vol. 33, nr 3, p. 228–230
11. J.P. De Kock, K.J. Reynolds, L. Tarassenko, J.T.B. Moyle: *The effect of varying LED intensity on pulse oximeter accuracy*. J. Med. Eng. Techn. 1991, vol. 15, nr 3, p. 111–116
12. J.F. Kelleher: *Pulse oximetry*. J. Clin. Monit. 1989, vol. 5, p. 37–61
13. T. Leuthner: *Development system for pulse oximetry*. Med. Biol. Eng. Comput. 1994, vol. 32, nr 9, p. 596–598
14. G.D. Lewis, J.M. Flemming, R.A. Widman: *Infrared cerebral oximeter: summary of recent clinical case histories*. Proc. SPIE 1992, vol. 1641, p. 194–201
15. L.-G. Lindberg, M. Vegfors, C. Lennmarken, P. berg: *Pulse oximeter signal at various blood flow conditions in an in vitro model*. Med. Biol. Eng. Comput. 1995, vol. 33, nr 1, p. 87–91
16. Y. Mendelson, J.C. Kent: *Variations in optical absorption spectra of adult and fetal hemoglobins and its effect on pulse oximetry*. IEEE Trans. Biomed. Eng. 1989, vol. 36, nr 8, p. 844–848
17. W. New Jr.: *Pulse oximetry*. J. Clin. Monit. 1985, vol. 1, 1985
18. *Operator's Manual IL282 Co-oximeter*. Catalog No. 79282. Instrumentation Laboratory Inc., Lexington 1986
19. *Operator's Manual NELLCOR N-180 Pulse Oximeter*. Nellcor Incorporated, Hayward 1992
20. *Operating Instructions LIFESTAT 1600 Pulse Oximeter*. Physio-Control Corporation, Radmond 1988
21. T. Pałko: *Pomiary utlenowania krwi w medycynie*. PAK 1992, nr 10, s. 236–239
22. T. Pałko: *Oximetric sensors*. MST News Poland, October 1996, nr 3, p. 7–10
23. J.P. Payne, J.W. Severinghaus: *Pulse oximetry*. Springer-Verlag, Berlin 1986
24. J.A. Pologe: *Pulse oximetry: technical aspects of machine design*. Int. Anesthesiology Clinics 1987, vol. 25, nr 3, p. 137–153
25. S.V.S. Rithalia: *Developments in transcutaneous blood gas monitoring: a review*. J. Med. Eng. Technol. 1991, vol. 15, nr 4/5, p. 143–153
26. J.W. Severinghaus: *History, status and future of pulse oximetry*. Adv. Exp. Med. Biol. 1987, vol. 220, s. 3–8

27. J.W. Severinghaus, P.B. Astrup: *History of blood gas analysis*. Int. Anesthesiol. Clin. 1987, vol. 25, nr 4, p. 167–214
28. J.W. Severinghaus, S.O. Koh: *Effect of anemia on pulse oximeter accuracy at low saturation*. J.Clin.Monit. 1990, vol. 6, p. 85–88
29. T. Shiga, K. Tanabe, Y. Nakase, T. Shida, B. Chance: *Development of a portable tissue oximeter using near infra-red spectroscopy*. Med. Biol. Eng. Comput. 1995, vol. 33, nr 7, p. 622–626
30. *Standards for basic intraoperative monitoring* (1990). Standards for postanesthesia care (1993). Ed. American Society of Anesthesiologists, Park Ridge
31. S. Takatani, J. Ling: *Optical oximetry sensors for whole blood and tissue*. IEEE EMB Mag. 1994, vol. 13, nr 3, p. 347–357
32. E.J. Van Kampen, W.G. Zijlstra: *Spectrophotometry of hemoglobin and hemoglobin derivatives*. Adv. Clin. Chem. 1983, vol. 23, p. 199–257
33. S.A. Wilber: *Blood constituent measuring device and method*. US Patent No. 4407290, USA 1983
34. I. Yoshiya, Y. Shimada, K. Tanaka: *Spectrophotometric monitoring of arterial oxygen saturation in the fingertip*. Med. Biol. Eng. Comput. 1980, vol.18, p. 27–32
35. W.G. Zijlstra, B. Oeseburg: *Definition and notation of hemoglobin oxygen saturation*. IEEE Trans. Biomed. Eng. 1989, vol. 36, nr 8, p. 872

ANNA CYSEWSKA-SOBUSIAK

METROLOGICAL ASPECTS OF PULSE OXIMETRY

S u m m a r y

In the paper, the idea and metrological characteristics of pulse oximetry, which is the only optoelectronic method for noninvasive measuring the arterial blood oxygen saturation, are presented with focus on its advantages and limitations. The physiological and technical factors, which are of importance in reliability of estimating blood oxygenation, have been selected and systematized. Some chances for new utilizing the selective changes of the biooptical signals in noninvasive oximetry are shown.

Key words: pulse oximetry, bio-measurements, medical electronics, optoelectronic method for measuring, arterial blood.

Wyznaczanie współczynników modelu zastępczego a dobór nastaw regulatorów PI

JANUSZ HALAWA

Instytut Cybernetyki Technicznej, Politechnika Wrocławska

Otrzymano 1996.12.5

Autoryzowano 1997.3.26

W pracy omówiono metody doboru nastaw regulatorów typu PI. Nastawy te są funkcjami parametrów modelu zastępczego obiektu będącego członem inercyjnym pierwszego rzędu z opóźnieniem. Pokazano na przykładzie, że powszechnie podawany sposób wyznaczania stałej czasowej tego modelu nie jest właściwy. Przyjęcie stałej czasowej wyliczonej drogą minimalizacji odległości w przestrzeni funkcyjnej między odpowiedzią obiektu i odpowiedzią modelu zastępczego na wymuszenie skokowe pozwala otrzymać nastawy, dla których odpowiedzi zamkniętego układu regulacji są lepsze.

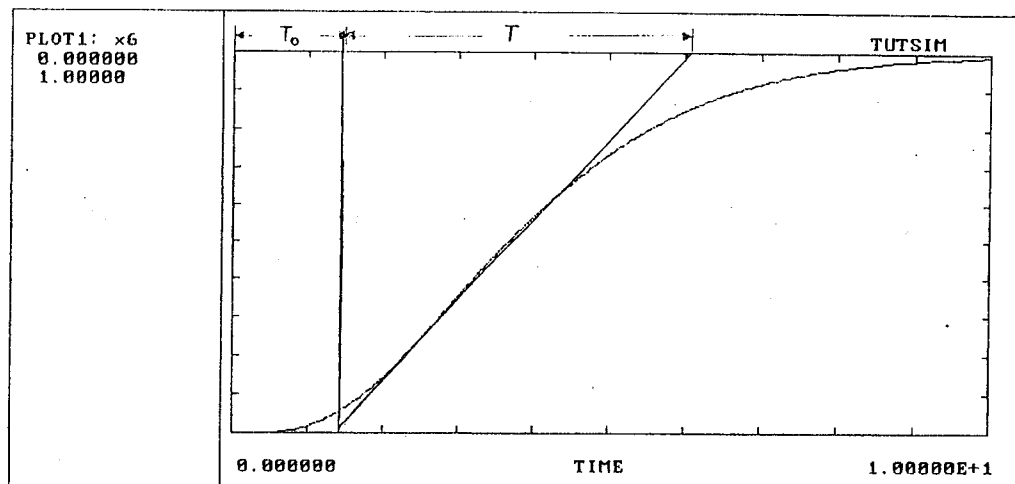
Słowa kluczowe: regulatory PI, systemy regulacji.

Sposoby doboru nastaw regulatorów nie są zagadnieniem nowym. Jednak problem nastaw regulatorów jest nadal aktualny. Nowoczesne regulatory [1, 2, 3, 6] dokonują samoczynnie identyfikacji obiektu, po czym dobierają swoje nastawy. Dla obiektów inercyjnych z wyrównaniem często używanym [6] modelem zastępczym służącym do wyznaczania nastaw regulatorów jest model opisany transmitancją postaci.

$$G_a(s) = \frac{Y_a(s)}{X(s)} = \frac{k}{Ts + 1} e^{-sT_0} \quad (1)$$

Współczynniki modelu (1) wyznacza się z odpowiedzi $y(t)$ identyfikowanego obiektu na funkcję skokową $x(t) = A \cdot 1(t)$. Znany sposób wyznaczania współczynników k , T i T_0 [4, 7, 8] przedstawiony jest na rysunku 1.

Opisany powyżej sposób wyznaczania współczynników transmitancji (1), na podstawie których wylicza się wartości nastaw regulatorów mimo, że jest powszechnie podawany w podręcznikach automatyki i poradnikach, budzi uzasadnione zastrzeżenia. Lepsze nastawy regulatorów można otrzymać, jeśli przyjmie się zastęp-



Rys. 1. Wyznaczanie współczynników transmitancji (1)

czą stałą czasową T_p (zamiast stałej T z rys. 1), dla której odległość punktów $y(t)$, $y_p(t, T_p)$, określonych i ciągłych w przedziale $[0, t_k]$ jest najmniejsza. Odległość punktów przestrzeni C określona jest wyrażeniem

$$Q(y, y_p) = \sqrt{\int_0^{t_k} (y - y_p)^2 dt}.$$

Górna granica całki t_k jest czasem, po którym

$$\left| \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) - y_p(t_k) \right| \leq \varepsilon.$$

Przyjmuje się na przykład $\varepsilon = 1\%$ lub 5% wartości $\max |y(t)|$. W literaturze [7, 8] podane są wzory służące do wyliczenia nastaw regulatora PI w zależności od współczynników k , T i T_0 transmitancji zastępczej obiektu (1). Zamknięty układ sterowania przedstawiony jest na rysunku 2.

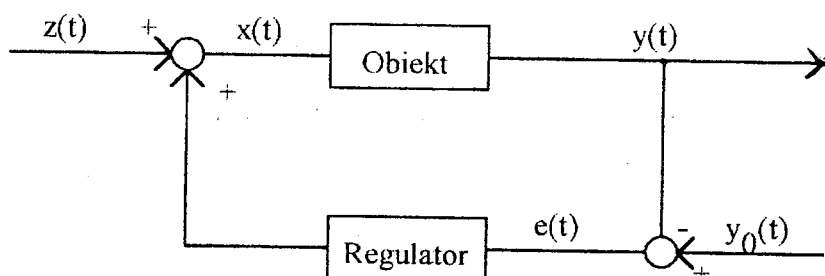
Dla $z(t) = 0$ i $y_0(t) = A \cdot 1(t)$ obowiązują poniższe wzory (2) i (3). Przeregulowanie $H \approx 0\%$ i minimalny czas trwania uchybu dynamicznego [7, 8]

$$k_p = \frac{0,35 T}{k T_0}, \quad T_i = 1,17 T. \quad (2)$$

Przeregulowanie $H \approx 0\%$ i minimalny czas trwania uchybu dynamicznego [6, 7]

$$k_p = \frac{0,6 T}{k T_0}, \quad T_i = T. \quad (3)$$

Dla $z(t) = A \cdot 1(t)$ i $y_0(t) = 0$ obowiązują wzory (4), (5) i (7).



Rys. 2. Schemat blokowy zamkniętego układu regulacji

Przeregulowanie $H \approx 0\%$ i minimalny czas trwania uchybu dynamicznego [6, 7]

$$k_p = \frac{0,6}{k} \frac{T}{T_0}, \quad T_i = 0,8 T_0 + 0,5 T. \quad (4)$$

Przeregulowanie $H \approx 20\%$ i minimalny czas trwania uchybu dynamicznego [6, 7]

$$k_p = \frac{0,7}{k} \frac{T}{T_0}, \quad T_i = T_0 + 0,3 T. \quad (5)$$

Odpowiedź tłumiona oscylacyjna z minimum całki $F = \int_0^{\infty} e^2 dt$, gdzie $e(t)$ jest uchybem regulacji [7, 8]

$$k_p = \frac{T}{k T_0}, \quad T_i = T_0 + 0,35 T. \quad (6)$$

Podawane w literaturze [7] nastawy Chien, Hronesa i Raswicka są praktycznie równe nastawom wyliczonym ze wzoru (2).

Średnie nastawy Oppelta [7]

$$k_p = \frac{0,3}{k} \frac{T}{T_0}, \quad T_i = 3 T_0. \quad (7)$$

Nastawy regulatorów optymalne w sensie kryterium modułu [5].

Nastawy regulatora PI w omawianym wypadku oblicza się z poniższych zależności

$$K = \frac{6T^3 + 6T^2 + 3T + 1}{4(3T^2 + 3T + 1)} \quad (8)$$

$$\frac{1}{J} = \frac{2K + 1}{2K(T + 1)}.$$

Przyjęte we wzorze (8) współczynniki są współczynnikami względnymi transmitancji

$$G_0(r) = \frac{K_0 e^{-r}}{1 + rT_z}, \quad \text{w której}$$

$0 = \frac{t}{T_0}$ — czas względny, $r = sT_0$ — względny operator Laplace'a,

$$K_0 = k_p \cdot k,$$

$$T_z = \frac{T}{T_0},$$

$$J = \frac{T_i}{T_0}.$$

Nastawy proponowane przez Cohena-Coona [7]

$$k_p = \frac{T}{kT_0} \left(0,9 + \frac{t_0}{12T} \right), \quad T_i = T_0 \frac{30 + 3 \frac{T_0}{T}}{9 + 20 \frac{T_0}{T}}. \quad (9)$$

Nastawy Zieglera-Nicholsa [8]

$$k_p = 0,46k_r, \quad T_i = 0,85T_{osc}. \quad (10)$$

Wzmocnienie krytyczne k_{kr} jest wzmocnieniem regulatora proporcjonalnego, przy którym w układzie zamkniętym powstają oscylacje niegasnące o stałej amplitudzie, których okres wynosi T_{osc} . Praktycznie zależność ta jest spełniona po czasie równym kilku zastępczych stałych czasowych. Rozpatrzony zostanie teraz przykład doboru nastaw regulatorów PI metodą „klasyczną”, czyli po przejściu zastępczej stałej czasowej T i w wypadku przyjęcia zastępczej stałej czasowej T_p minimalizującej wyrażenia $Q(y, y_p)$.

Przykład

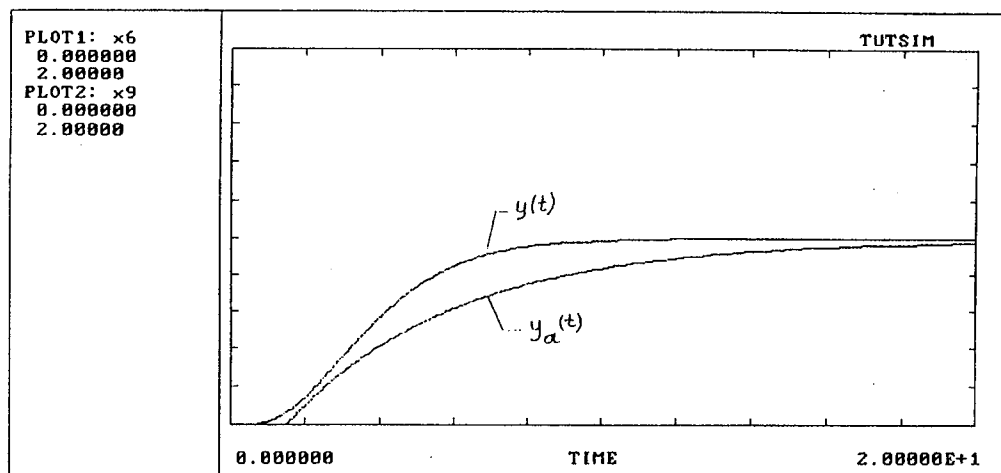
Obiekt regulowany opisany jest transmitancją

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{(s+1)^4}. \quad (11)$$

Transmitancja ta dobrze aproksymuje modele wieloinercyjne z wyrównaniem. Wykres odpowiedzi $y(t)$ obiektu opisanego transmitancją (11) na wymuszenie skokowe przedstawiony jest na rysunku 1. Na rysunku tym wyznaczono wykreślnie współczynniki modelu uproszczonego (1) otrzymując $k = 1$, $T = 4,7$ [s], $T_0 = 1,5$ [s]. Odpowiedzi obiektu opisanego transmitancją (11) i modelu uproszczonego otrzymanego metodą „klasyczną” opisanego transmitancją

$$G_a(s) = \frac{Y(s, T)}{x(s)} = \frac{1}{4,7 s + 1} e^{-1,5s} \quad (12)$$

przedstawione są na rysunku 3.

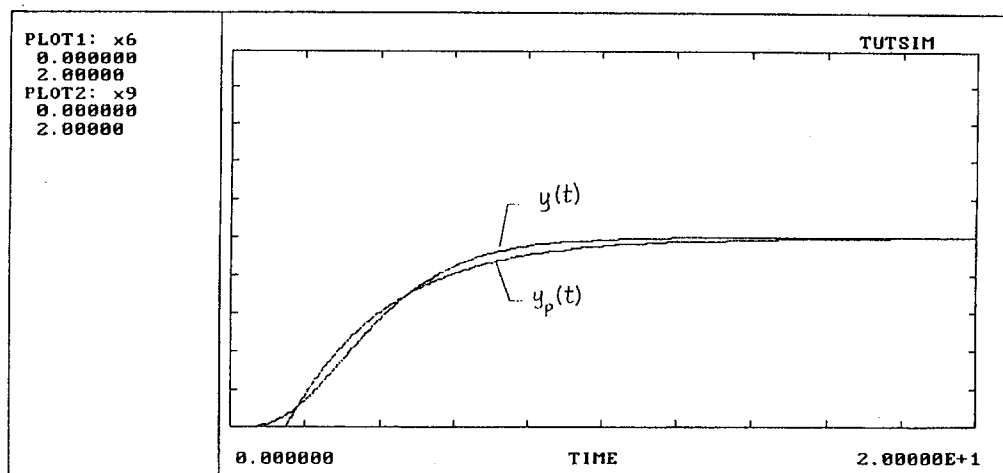


Rys. 3. Wykresy odpowiedzi obiektów opisanych transmitancjami (11) i (12)

Jak wynika z tego rysunku aproksymacja odpowiedzi $y(t)$ odpowiedzią $y_a(t)$ nie jest zadowalająca. Komputerowo wyznaczono zastępczą stałą czasową $T_p = 2,7$ (przy zachowaniu stałej $T_0 = 1,5$), dla której uzyskuje się minimalną wartość odległości Q . Model uproszczony otrzymany metodą proponowaną w pracy opisany jest transmitancją

$$G_p(s) = \frac{Y_p(s)}{x(s)} = \frac{1}{2,7 s + 1} e^{-1,5s}, \quad (13)$$

wykresy odpowiedzi obiektów opisanych transmitancjami (11) i (13) na skok jednostkowy przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Wykresy odpowiedzi obiektów opisanych transmitancjami (11) i (13)

Tabela 1

Wartości nastaw

wzór	nastawy	T-4,7	T _a -2,7	Uwagi
2	k_p T_i	1,10 5,50	0,63 3,16	
3	k_p T_i	1,83 4,7	1,08 2,7	
4	k_p T_i	1,88 3,55	1,08 2,55	
5	k_p T_i	2,19 2,91	1,26 2,31	
6	k_p t_i	3,13 3,15	1,8 2,45	układ zamknięty niestabilny dla $T = 4,7$
7	k_p T_i	2,51 4,50	1,44 4,50	
8	k_p T_i	0,48 4,01	0,94 3,63	
9	k_p T_i	3,82 3,02	2,62 4,25	układ zamknięty niestabilny dla $T = 4,7$
10	k_p T_i	2,5 4,51	1,58 4,34	
10*	k_p T_i	1,8 5,34		nastawy wyznaczone metodą Z-N dla układu z obiektem (11)

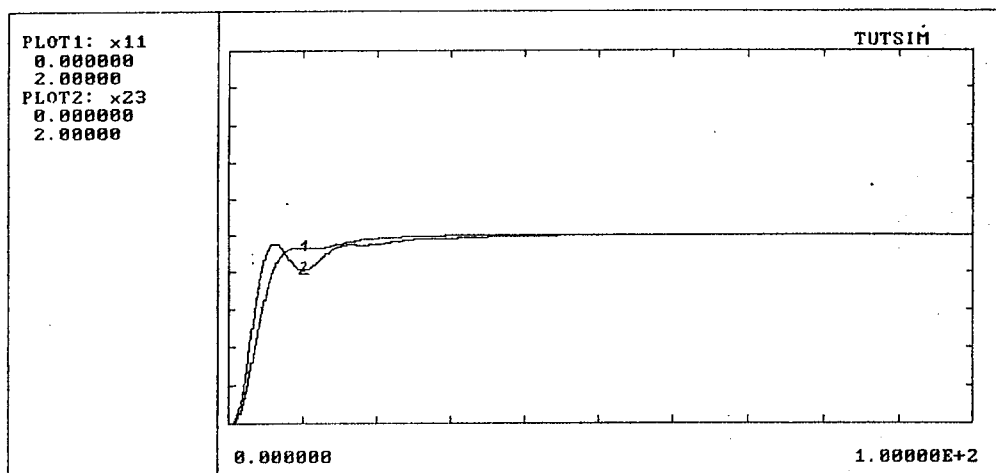
Nastawy regulatorów PI wyliczone ze wzorów (2)–(10) dla obiektów opisanych transmitancjami zastępczymi (12) i (13) zestawione są w tabeli 1. Wykresy odpowiedzi zamkniętego układu regulacji z obiektem opisanym transmitancją (11) dla nastaw ujętych w tabeli 1 przedstawiono na rysunkach 5–14. Na rysunkach tych krzywa nr 1 otrzymana jest dla nastaw obliczonych dla $T = 4,7$, a krzywa numer 2 dla nastaw obliczonych dla $T_p = 2,7$.

WNIOSKI

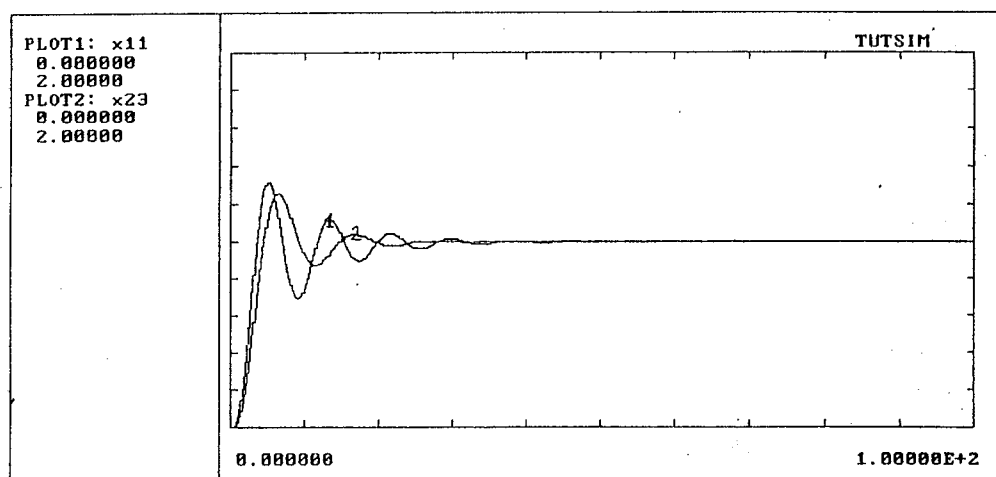
Jak wynika z rysunków odpowiedzi zamkniętego układu regulacji dla metod opisanych wzorami (2), (3), (4), (5), (7) i (8) dla $T_p = 2,7$ są lepsze od odpowiedzi otrzymanych dla $T = 4,7$, gdyż cechują się krótszym czasem ustalania się i dłuższymi okresami oscylacji (rys. 5–14). W wypadku wzorów (6) i (9) przyjęcie $T = 4,7$ spowodowało destabilizację układu zamkniętego. Popularnej metody Zieglera-Nicholsa w warunkach przemysłowych przeważnie nie można stosować ze względu na wymóg doprowadzenia zamkniętego układu regulacji dla granicy stabilności. Zdejmując doświadczalnie odpowiedź obiektu na wymuszenie skokowe można wyznaczyć współczynniki modelu zastępczego (1) i dokonać doboru nastaw metodą Zieglera-Nicholsa symulacyjnie. W tym wypadku przyjęcie stałej czasowej w wyraże-

niu (1) równej T_p pozwoliło na otrzymanie lepszych wyników niż przyjęcie stałej t wyznaczonej metodą klasyczną.

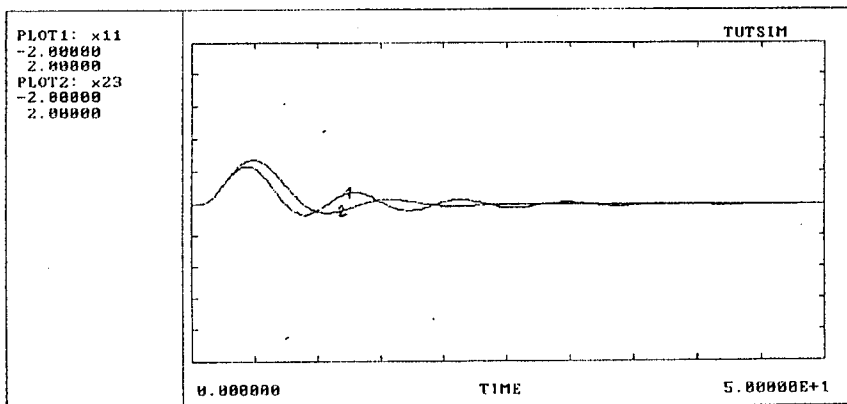
Warto zwrócić uwagę na metodę minimalnego modułu [5]. Metoda ta pozwala uzyskać odpowiedzi układu zamkniętego bez przeregulowań lub z małymi przeregulowaniami.



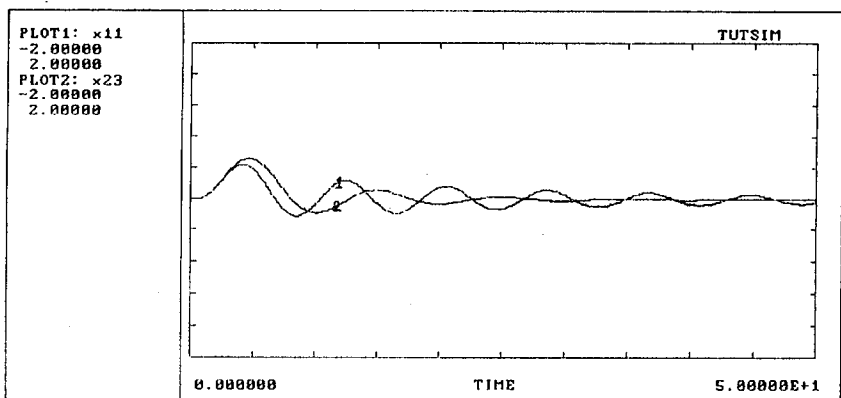
Rys. 5. Wykresy odpowiedzi zamkniętego układu regulacji dla nastaw obliczonych ze wzoru (2)



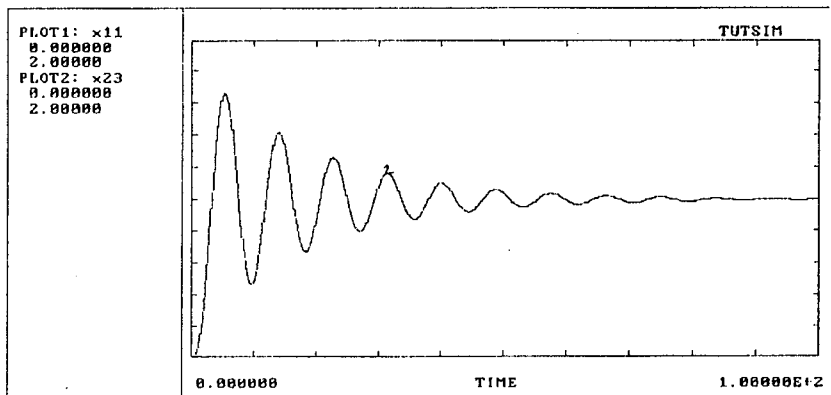
Rys. 6. Wykresy odpowiedzi zamkniętego układu regulacji dla nastaw obliczonych ze wzoru (3)



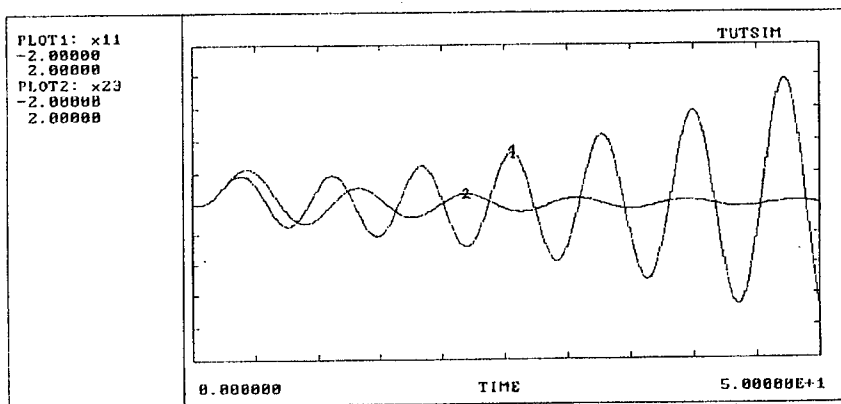
Rys. 7. Wykresy odpowiedzi zamkniętego układu regulacji dla nastaw obliczonych ze wzoru (4)



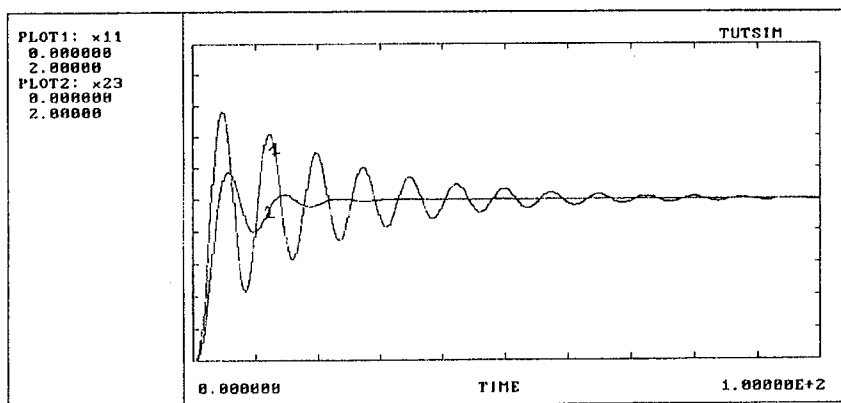
Rys. 8. Wykresy odpowiedzi zamkniętego układu regulacji dla nastaw obliczonych ze wzoru (5) dla $z(t) = 1(t)$ i $y_0(t) = 0$



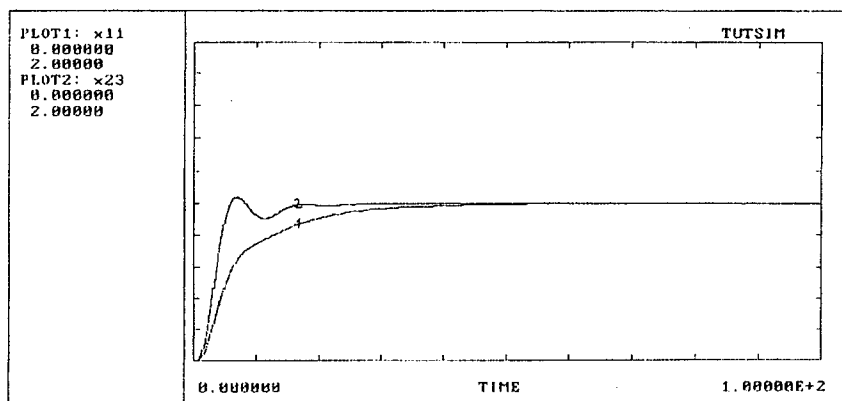
Rys. 9a. Wykresy odpowiedzi zamkniętego układu regulacji dla nastaw obliczonych ze wzoru (6) dla $T_p = 2,7$



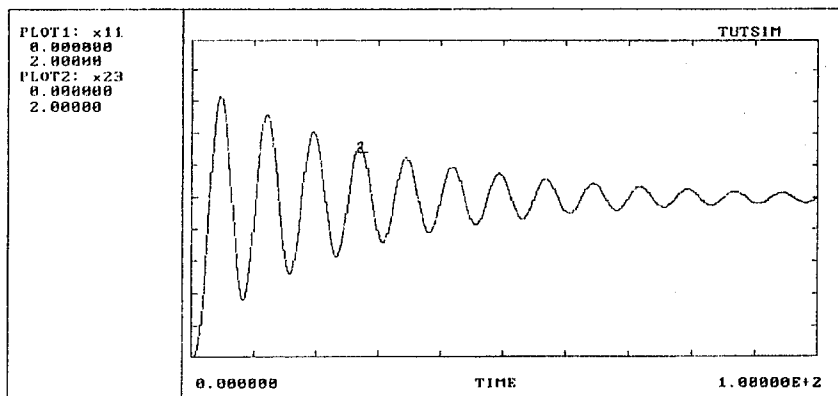
Rys. 9b. Wykresy odpowiedzi zamkniętego układu regulacji dla nastaw obliczonych ze wzoru (6) dla $z(t) = 1(t)$ i $y_0(t) = 0$



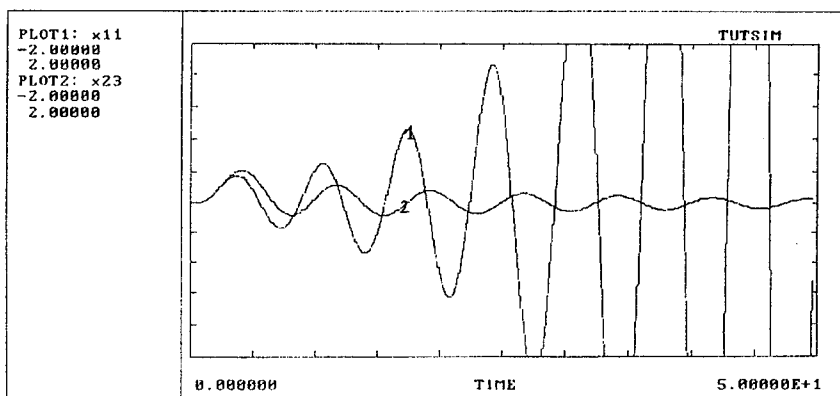
Rys. 10. Wykresy odpowiedzi zamkniętego układu regulacji dla nastaw obliczonych ze wzoru (7)



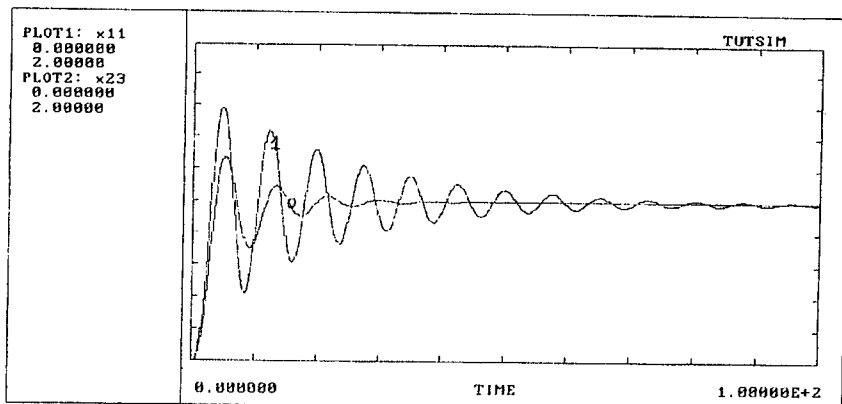
Rys. 11. Wykresy odpowiedzi zamkniętego układu regulacji dla nastaw obliczonych ze wzoru (8)



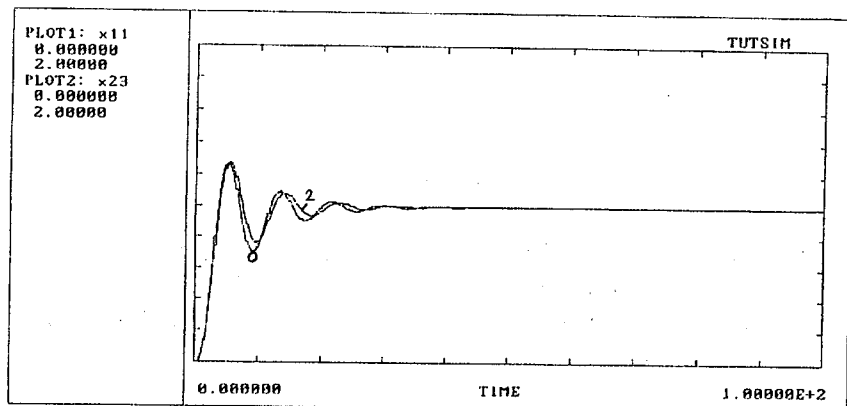
Rys. 12a. Wykresy odpowiedzi zamkniętego układu regulacji dla nastaw obliczonych ze wzoru (9) dla $T_p = 2,7$



Rys. 12b. Wykresy odpowiedzi zamkniętego układu regulacji dla nastaw obliczonych ze wzoru (9) dla $z(t) = 1$ i $y_0(t) = 0$



Rys. 13. Wykresy odpowiedzi zamkniętego układu regulacji dla nastaw Zieglera-Nicholsa (krzywa 0 dla obiektu (11) i krzywa 1 dla obiektu (12))



Rys. 14. Wykresy odpowiedzi zamkniętego układu regulacji dla nastaw Zieglera-Nicholsa (krzywa 0 dla obiektu (11) i krzywa 1 dla obiektu (13))

BIBLIOGRAFIA

1. J.J. Åström, T. Hägglund: *Autonomic Tuning of Simple Regulators with Specification on Phase and Amplitude Margins*. Automatica. 1984, Vol. 20, No 5, s. 645—651
2. F. Cameron, D.E. Seborg: *A self-tuning controller with a PID structure*. Int. J. Control, 1986, Vol. 38, No 2, s. 401—407
3. D.W. Clarke, P.J. Gausthrop: *Self-tuning controller*. Proc IEE, 1974 (9), s. 929—934
4. Douglas: *Dynamika i sterowanie procesów*. WNT, Warszawa 1976
5. H. Górecki: *Analiza i synteza układów regulacji z opóźnieniem*. WNT, Warszawa, 1971
6. J. Koj, M. Żelazny: *Badania porównawcze procedur samostrojzenia regulatorów mikroprocesorowych*. Pomiary Automatyka Kontrola, 1996 nr 12, s. 325—329
7. J. Pułaczewski: *Dobór nastaw regulatorów przemysłowych*. WNT, Warszawa, 1966
8. Poradnik Inżyniera. *Automatyka*. WNT, Warszawa, 1973
9. J.G. Ziegler, N.B. Nichols: *Optimal sending for controllers*. Trans. ASME, 1942

J. HALAWA

THE OBTAINING OF THE TIME CONSTANT AND THE METHODS OF SETTING THE PI CONTROLLERS

S u m m a r y

The methods of setting the PI controllers are considered. The parameters of PI controllers are the functions of parameters of two simplified model of the system. The simplified model is the transfer function with the delay time. The examples have shown that the commonly used method of obtaining the time constant of simplified model is not right. The time constant which is compute by minimalizing the error beetwen the responses of the system and the simplified model for a step disturbance allow a better response of the loop control system.

Key words: PI controllers, control systems.

ERRATA

W zeszycie nr 3/1996 r. Kwartalnika Elektroniki i Telekomunikacji w artykule pt. Fotodetekcja fioletu i bliskiego nadfioletu w kryształach CdF_2 kolejność nazwisk Autorów powinna być:

JOZEF WOJAS, BOŻENA SEROCZYŃSKA – WOJAS.

Redakcja przeprasza Autorów i Czytelników.

INFORMACJE DLA AUTORÓW

Redakcja przyjmuje do publikowania prace oryginalne, przeglądowe i monograficzne wchodzące w zakres szeroko pojętej elektroniki. Ponieważ KWARTALNIK ELEKTRONIKI i TELEKOMUNIKACJI jest czasopismem Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji Polskiej Akademii Nauk, w związku z tym na jego łamach znajdują się prace naukowe dotyczące podstaw teoretycznych i zastosowań z zakresu elektroniki, telekomunikacji, mikroelektroniki, optoelektroniki, radiotechniki i elektroniki medycznej.

Artykuły powinny charakteryzować oryginalne ujęcie zagadnienia, własna klasyfikacja, krytyczna ocena (teorii lub metod), omówienie aktualnego stanu, lub postępu danej gałęzi techniki oraz omówienie perspektyw rozwojowych.

Artykuły publikowane w innych czasopismach nie mogą być kierowane do druku w Kwartalniku Elektroniki i Telekomunikacji w drugiej kolejności zgłoszenia.

Objętość artykułu nie powinna przekraczać 30 stron po około 1800 znaków na stronie.

Wymagania podstawowe: Artykuły należy nadsyłać w maszynopisie pisany jednostronnie lub na wyraźnym czarno-białym wydruku komputerowym, w 2 egzemplarzach, w języku polskim lub angielskim wybranym przez autora. Tekst artykułu musi być poprzedzony tytułem pracy, imieniem i nazwiskiem Autora wraz z podaniem miejsca jego pracy. Wszystkie strony muszą mieć numerację ciągłą.

Sposób pisania tekstu: Tekst powinien być pisany bez używania wyróżnień, a w szczególności nie dopuszcza się spacjiowania, podkreślania i pisania tekstu dużymi literami z wyjątkiem wyrazów, które umownie pisze się dużymi literami (np. FORTRAN). Proponowane wyróżnienia Autor może zaznaczyć w maszynopisie zwykłym ołówkiem za pomocą przyjętych znaków adiustacyjnych) np. podkreślenie linią przerywaną oznacza spacjiowanie (rozstrzelanie), podkreślenie linią ciągłą — pogrubienie, podkreślenie wężykiem — kursywa. Tekst powinien być napisany z podwójnym odstępem między wierszami, tytuły i podtytuły małymi literami. Marginesy z każdej strony powinny mieć około 35 mm. Przy podziale pracy na rozdziały i podrozdziały cyfrowe ich oznaczenia nie powinny być większe niż III stopnia (np. 4.1.1).

Sposób pisania tablic: Tablice powinny być pisane na oddzielnych stronach. Tytuły rubryk pionowych i poziomych powinny być napisane małymi literami z podwójnym odstępem między wierszami. Przypisy (notki) dotyczące tablic należy pisać bezpośrednio pod tablicą. Tablice należy numerować kolejno liczbami arabskimi, u góry każdej tablicy podać tytuł. Tablice umieścić na końcu maszynopisu. Przyjmowane są tablice algorytmów i programy na wydrukach komputerowych. W tym przypadku zachowany jest ich oryginalny układ.

Sposób pisania wzorów matematycznych: Rozmieszczenie znaków, cyfr, liter i odstępów powinno być zbliżone do rozmieszczenia elementów druku. Wskaźniki i wykładniki potęg powinny być napisane wyraźnie i być prawidłowo obniżone lub podwyższone w stosunku do linii wiersza podstawowego. Znaki nad literami i cyframi, całkami i in. symbolami (strzałki, linie, kropki, daszki) powinny być umieszczone dokładnie nad tymi elementami, do których się odnoszą. Numery wzorów cyframi arabskimi powinny być kolejne i umieszczone w nawiasach okrągłych z prawej strony. Nazwy jednostek, symbole literowe i graficzne powinny być zgodne z wytycznymi IEE (International Electronical Commision) oraz ISO (International Organization of Standarization).

Powołania: Powołania na publikację powinny być umieszczone na ostatnich stronach tekstu pod tytułem „Bibliografia”, opatrzone numeracją kolejną bez nawiasów. Numeracja ta powinna być zgodna z odnośnikami w treści artykułu. Przykłady opisu publikacji:

- periodycznej: F. Valdoni: A new millimetre wave satelite. E.T.T. 1990, vol. 2, nr 5, p. 553
- nieperiodycznej: K. Andersen: A resource allocation framework. XVI International Symposium. Stockholm (Sweden), May 1991, paper A 2.4
- książki: Y.P. Tvidis: Operation and modelling of the MOS transistors. Mc Graw-Hill, New York 1987, p. 141 — 148

Materiał ilustracyjny: Rysunki powinny być wykonane wyraźnie, na papierze gładkim, lub milimetrowym w formacie nie mniejszym niż 9×12 cm. Mogą być także w postaci wydruku komputerowego. Fotografie lub diapozytywy przyjmowane są raczej czarno-białe w formacie nie przekraczającym 10×15 cm. Na marginesie każdego rysunku i na odwrocie fotografii powinno być napisane ołówkiem imię i nazwisko Autora oraz skrót tytułu artykułu, do którego są przeznaczone. Spis podpisów pod rysunki i fotografie powinien być umieszczony na oddzielnej stronie.

Streszczenia: Do każdego artykułu musi być dołączone obszerne — do 60 wierszy — streszczenie z tytułem artykułu. Streszczenia (Summary) muszą być w języku polskim i angielskim. Streszczenie powinno wyjaśniać główny cel pracy, wskazywać korzyści i ograniczenia, możliwe zastosowania i zalecenia dla dalszego rozwoju danej gałęzi techniki. Pod streszczeniami powinny być podane słowa kluczowe.

Autorowi przysługuje bezpłatnie 20 odbitek artykułu. Dodatkowe egzemplarze odbitek, lub cały zeszyt Autor może zamówić u wydawcy na własny koszt.

Autora obowiązuje korekta autorska, którą powinien wykonać w ciągu 3 dni od daty otrzymania tekstu z Redakcji i zwrócić osobiście, lub listownie pod adresem Redakcji. Korekta powinna być naniesiona na przekazanych Autorowi szpaltach na marginesach ew. na osobnym arkuszu w przypadku uzupełnień tekstu większych niż dwa wiersze. W przypadku nie zwrócenia korekty w terminie, korektę przeprowadza Redakcja Techniczna Wydawcy.

Redakcja prosi Autorów o powiadomienie ją o zmianie miejsca pracy i adresu prywatnego.

INFORMATION FOR THE AUTHORS OF K.E.T.

The KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI (K.E.T.) — ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATION QUARTERLY is a journal of the Committee for Electronics and Telecommunications of the Polish Academy of Sciences and is a direct continuation for 43 years of the quarterly ROZPRAWY ELEKTROTECHNICZNE, that has been published also under the auspices of the Polish Academy of Sciences.

Its pages contain scientific articles concerned with theory and applications of electronics, telecommunication, microelectronics, optoelectronics, radioengineering and medical electronics.

Accordingly, its pages contain scientific articles, that are original works both contributory and concerned with comparative analyses of methods or systems synthetic reviews of a given field, state-of-art discussions of a given field, and presentations of developments in a given technology.

Regular papers are accepted for publication in Polish or English, but title, the extensive summary and figure caption must be bilingual. Bilingual summary must shown the significance of the results shown in the paper, emphasizing limitations and advantages, possible applications and recommendations for further works.

K.E.T. is meant for specialists and students with above subjects.

FORMAL PREPARATION OF MANUSCRIPT

Texts

Texts to be submitted to K.E.T. may be typed on one side of the paper only with double spacing between the lines and a 4 cm margin or uswing of wordprocessing with text formatters based on MS DOS, APPLE/MAC such as Microsoft word. In any case the text formatter must be specified on the diskette. Each text should be preceded by: a sheet with paper title, name (in full) and surname of the Author/s, their Affiliations and relevant addresses.

All text pages should be numbered. Regular papers should have a lenght of no more than 30 pages.

Printing types and symbols

For letteral symbols, units and graphical symbols, the recommendations of IEE (International Electrotechnical Commission) and ISO (International Organisation of Standarisation) must be followed.

- In case of manuscripts conventionally typed (i.e. without wordprocessing), letters to be printed in italic should be underlined; letters to be printed in bold should be double interlined.
 - Formulae and footnotes should be numbered in accordance with the quotation order followed in the text.
 - The serial number of each formula should be written at right side, between round brackets.
 - The serial numberr of footnotesw should be written between round brackets and upper.
 - Mathematical details, anciliary to the main discussion of the paper may be included in one or more appendixes, that are printed after conclusions and before references.
- In manuscript containing lot of symbols, a glossary may be included after introduction.

References

References are usually gathered at the end of the text and numbered according to the order of quotation in the text. The serial numbers should be written without square brackets (i.e. 1., 2. ...)

Illustrations

The originals of illustrations may be either drawings or photographs (black or colour). Each copy of paper must include two complete set of illustrations.

25

All rights reserved. No part of the publication may be reproduced, stored in a retrieval system or transmitted, in any form or by any means: electronic, photocopying, recording or otherwise, without the prior permission of the copyright owner — Redaction K.E.T.

SPIS TREŚCI

S.K. Pandey: Samonastrajający regulator dla niestabilnych modeli	181
J. Siuzdak, Z. Kwaśnik: Porównanie szybkości działania wybranych algorytmów detekcji i obróbki krawędzi	197
D. Czekaj, Z. Surowiak, V.A. Alyoshin, V. Biryukov, V.P. Dudkievich, I.M. Sem, E.V. Svirydov: Samoistna polaryzacja cienkowarstwowych sensorów piro- i piezoelektrycznych	221
J. Dudek, D. Czekaj, Z. Surowiak, A.V. Gorish, Y.N. Koptev, A.A. Kuprienko, A.E. Panich: Wielowarstwowe przetworniki piezoelektryczne o wysokiej stabilności temperaturowej	233
M.S. Makhoul: Koherentna modulacja cyfrowa wielopoziomowa dla systemów CSM ...	239
A. Cysewska-Sobusiak: Metrologiczne aspekty pulsooksymetrii	257
J. Halawa: Wyznaczanie współczynników modelu zastępczego a dobór nastaw regulatorów PI	279
Informacje dla Autorów	

CONTENTS

S.K. Pandey: A self tuning controller for unstable models	181
J. Siuzdak, Z. Kwaśnik: The comparison of the methods of edge detection and processing speed	197
D. Czekaj, Z. Surowiak, V.A. Alyoshin, S.V. Biryukov, V.P. Dudkievich, I.M. Sem, E.V. Svirydov: Intrinsic polarization of the pyro- and piezoelectric thin film sensors	221
J. Dudek, D. Czekaj, Z. Surowiak, A.V. Gorish, Y.N. Koptev, A.A. Kuprienko, A.E. Panich: Temperature independent multilayer piezoelectric transducers	233
M.S. Makhoul: Using M-ary digital modulation for coherent optical subcarrier multiplexing SCM system	239
A. Cysewska-Sobusiak: Metrological aspects of pulse oximetry	257
J. Halawa: The obtaining of the time constant and the methods of setting the PI controllers	279
Informations for the Authors of K.E.T.	

