

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5817940号
(P5817940)

(45) 発行日 平成27年11月18日(2015.11.18)

(24) 登録日 平成27年10月9日(2015.10.9)

(51) Int. Cl. F I
G05B 11/36 (2006.01) G O 5 B 11/36 5 O 1 B
G05B 13/04 (2006.01) G O 5 B 13/04

請求項の数 10 (全 33 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2014-550143 (P2014-550143) (86) (22) 出願日 平成25年11月20日 (2013.11.20) (86) 国際出願番号 PCT/JP2013/081278 (87) 国際公開番号 W02014/084098 (87) 国際公開日 平成26年6月5日 (2014.6.5) 審査請求日 平成27年4月10日 (2015.4.10) (31) 優先権主張番号 特願2012-263080 (P2012-263080) (32) 優先日 平成24年11月30日 (2012.11.30) (33) 優先権主張国 日本国 (JP) (31) 優先権主張番号 特願2013-121732 (P2013-121732) (32) 優先日 平成25年6月10日 (2013.6.10) (33) 優先権主張国 日本国 (JP)</p> <p>早期審査対象出願</p>	<p>(73) 特許権者 000005234 富士電機株式会社 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 (74) 代理人 110000176 一色国際特許業務法人 (72) 発明者 河合 富貴子 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式会社内 審査官 青山 純</p>
--	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 制御装置の設計方法および制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

制御対象の制御量を目標値に制御する制御装置の設計方法であって、
 前記制御装置を、
 前記目標値と前記制御量との差が入力されるフィードバック制御器と、
 前記フィードバック制御器の出力が入力されるノミナルプラントの出力と前記制御量との差にフィードバックゲインを乗算した外乱推定値を出力する外乱フィードバックと、
 を備え、前記フィードバック制御器の出力と前記外乱推定値とに基づいて前記制御対象の操作量を出力するフィードバック制御系として構成し、
 前記制御対象の特性に応じて、一次遅れの伝達関数、二次遅れの伝達関数、三次遅れの伝達関数、一次遅れ+むだ時間の伝達関数、二次遅れ+むだ時間の伝達関数、および三次遅れ+むだ時間の伝達関数から1つを前記ノミナルプラントの伝達関数として選択し、
 前記ノミナルプラントのゲインおよび時定数に基づいて、前記フィードバック制御器の伝達関数を決定し、
 前記ノミナルプラントの伝達関数 P_n として下記の式(1)で示される一次遅れの伝達関数を選択した場合には、前記ノミナルプラントのゲイン K_n および時定数 T_n に基づいて、前記フィードバック制御器の伝達関数 K を下記の式(2)のように決定し、
 前記ノミナルプラントの伝達関数 P_n として下記の式(3)で示される二次遅れの伝達関数を選択した場合には、前記ノミナルプラントのゲイン K_n および時定数 T_{1n}, T_{2n} に基づいて、前記フィードバック制御器の伝達関数 K を下記の式(4)のように決定し、

10

20

前記ノミナルプラントの伝達関数 P_n として下記の式 (5) で示される三次遅れの伝達関数を選択した場合には、前記ノミナルプラントのゲイン K_n および時定数 T_{1n}, T_{2n}, σ_n に基づいて、前記フィードバック制御器の伝達関数 K を下記の式 (6) のように決定することを特徴とする制御装置の設計方法。

【数 1】

$$P_n = \frac{K_n}{1 + T_n s} \quad \dots (1)$$

$$K = \frac{1}{2K_n T_n s} \quad \dots (2)$$

$$P_n = \frac{K_n}{(1 + T_{1n} s)(1 + \sigma_n s)}, \sigma_n < T_{1n} \quad \dots (3)$$

$$K = \frac{T_{1n}}{2K_n \sigma_n} \cdot \frac{1 + T_{1n} s}{T_{1n} s} \quad \dots (4)$$

$$P_n = \frac{K_n}{(1 + T_{1n} s)(1 + T_{2n} s)(1 + \sigma_n s)}, \sigma_n < T_{2n} < T_{1n} \quad \dots (5)$$

$$K = \frac{T_{1n}}{2K_n \sigma_n} \cdot \frac{(1 + T_{1n} s)(1 + T_{2n} s)}{T_{1n} s} \quad \dots (6)$$

【請求項 2】

請求項 1 に記載の制御装置の設計方法であって、

前記ノミナルプラントの伝達関数として一次遅れ + むだ時間の伝達関数、二次遅れ + むだ時間の伝達関数、または三次遅れ + むだ時間の伝達関数を選択した場合には、前記フィードバック制御器の伝達関数にスミス補償器を付加することを特徴とする制御装置の設計方法。

【請求項 3】

請求項 1 又は 2 に記載の制御装置の設計方法であって、

前記ノミナルプラントの伝達関数が選択され、前記フィードバック制御器の伝達関数が決定された前記フィードバック制御系を、さらに 2 自由度制御系に等価変換することを特徴とする制御装置の設計方法。

【請求項 4】

制御対象の制御量の目標値が入力されるフィルタと、

前記フィルタの出力と前記制御量との差が入力され、前記制御対象の操作量を出力する第 1 のフィードバック制御器と、

を備える目標値フィルタ型 2 自由度 P I D 制御系として構成され、前記制御量を前記目標値に制御する制御装置の設計方法であって、

前記目標値と前記制御量との差が入力される第 2 のフィードバック制御器と、前記第 2 のフィードバック制御器の出力が入力されるノミナルプラントの出力と前記制御量との差にフィードバックゲインを乗算して出力する外乱フィードバックと、を備えたフィードバック制御系を前記目標値フィルタ型 2 自由度 P I D 制御系に等価変換し、

10

20

30

40

50

当該等価変換において、前記フィルタの伝達関数および前記第1のフィードバック制御器の伝達関数を、いずれも前記フィードバックゲイン、前記第2のフィードバック制御器の伝達関数、および前記ノミナルプラントの伝達関数に基づいて決定することを特徴とする制御装置の設計方法。

【請求項5】

請求項4に記載の制御装置の設計方法であって、
前記フィルタの伝達関数および前記第1のフィードバック制御器の伝達関数における微分時間を0とし、

前記ノミナルプラントの伝達関数を一次遅れの伝達関数とし、

前記第2のフィードバック制御器の伝達関数を、前記ノミナルプラントのゲインおよび時定数に基づいて決定することを特徴とする制御装置の設計方法。

10

【請求項6】

請求項5に記載の制御装置の設計方法であって、

前記一次遅れの伝達関数を同定して、前記ノミナルプラントのゲインおよび時定数を求め、

当該求めたノミナルプラントのゲインおよび時定数に基づいて、前記フィードバックゲインのみを調整パラメータとして、前記フィルタの伝達関数および前記第1のフィードバック制御器の伝達関数を決定することを特徴とする制御装置の設計方法。

【請求項7】

請求項1ないし請求項6の何れかに記載の制御装置の設計方法によって設計されたことを特徴とする制御装置。

20

【請求項8】

制御対象の制御量を目標値に制御する制御装置であって、

前記目標値が入力されるフィルタと、

前記フィルタの出力と前記制御量との差が入力され、前記制御対象の操作量を出力する第1のフィードバック制御器と、

を備え、前記目標値と前記制御量との差が入力される第2のフィードバック制御器と、前記第2のフィードバック制御器の出力が入力されるノミナルプラントの出力と前記制御量との差にフィードバックゲインを乗算して出力する外乱フィードバックと、を備えたフィードバック制御系を等価変換した目標値フィルタ型2自由度PID制御系として構成され、

30

前記フィルタの伝達関数および前記第1のフィードバック制御器の伝達関数は、いずれも前記フィードバックゲイン、前記第2のフィードバック制御器の伝達関数、および前記ノミナルプラントの伝達関数に基づいて決定されることを特徴とする制御装置。

【請求項9】

請求項8に記載の制御装置であって、

前記フィルタの伝達関数および前記第1のフィードバック制御器の伝達関数における微分時間は、0であり、

前記ノミナルプラントの伝達関数は、一次遅れの伝達関数であり、

前記第2のフィードバック制御器の伝達関数は、前記ノミナルプラントのゲインおよび時定数に基づいて決定されることを特徴とする制御装置。

40

【請求項10】

請求項7ないし請求項9の何れかに記載の制御装置であって、

前記制御対象は、冷凍サイクルを構成する圧縮機、凝縮器、膨張弁、および蒸発器のうち何れか1つの機器、またはそれらを組み合わせたシステムであることを特徴とする制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、制御装置の設計方法および制御装置に関する。

50

【背景技術】

【0002】

制御装置における制御方法として、フィードバック制御系が従来から広く採用されている。図39に示すように、フィードバック制御系の制御装置2において、フィードバック制御器201は、加算器202によって算出される制御対象9の制御量 y とその目標値 r との差 $(r - y)$ に基づいて操作量 u を出力する。また、このようなフィードバック制御器としては、PID (Proportional-Integral-Derivative: 比例・積分・微分) 制御を行うものが現在でも主流となっている。

【0003】

ここで、制御量とは、制御対象(プラント)の出力であり、センサなどの計測器で測定され、設定した目標値になるように制御される量である。また、操作量とは、制御器の出力であり、制御量を目標値に追従させるために操作する量である。

10

【0004】

ところで、図40に示すように、制御装置2による制御対象9の制御は、外乱 d の影響を受ける場合がある。PID制御系においては、比例ゲイン、積分時間、および微分時間などのPIDパラメータを調整することにより外乱の影響を低減することもできるが、目標値応答と外乱応答とがトレードオフの関係となる場合がある。

【0005】

また、外乱オブザーバを用いて外乱を推定し、補償する方法も知られている。例えば、特許文献1では、外乱オブザーバと、規範モデルと、スライディングモード制御器と、を備えた規範モデル適応型制御システムが開示されている。このシステムでは、外乱オブザーバから出力される状態量推定値と、規範モデルから出力される規範状態量との間の偏差を収束させ、外乱を打ち消すようにスライディングモード制御器が制御入力を出力することにより、目標値応答と外乱応答との両立を図っている。

20

【先行技術文献】

【特許文献】

【0006】

【特許文献1】特開2002-287804号公報

【特許文献2】特開平8-273827号公報

【非特許文献】

30

【0007】

【非特許文献1】Karl J. Astrom, Tore Hagglund, "Advanced PID Control," The Instrumentation, Systems, and Automation Society (ISA), 2005

【非特許文献2】荒木光彦、「2自由度制御系-I-PID・微分先行型・I-PD制御系の統一見方などについて-」、システムと制御、日本自動制御協会、1985年、第29巻、第10号、p.649-656

【非特許文献3】荒木光彦、田口秀文、「2自由度PID制御装置」、システム/制御/情報、システム制御情報学会、平成10年1月15日、第42巻、第1号、p.18-25

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

40

【0008】

しかしながら、特許文献1の規範モデル適応型制御システムでは、外乱オブザーバやスライディングモード制御器を設計するために、状態方程式を用いてプラントをモデル化する必要がある。したがって、このシステムを導入するためには、状態方程式を取り扱う現代制御理論の知識を有する設計者を必要とする。特に、外乱オブザーバの設計では、係数行列の極が安定になる条件を満たす必要があるが、当該安定条件を満たす方法については設計者に委ねられており、ノウハウや試行錯誤が必要となる。そのため、産業界の現場では設計が困難であり、容易に導入することができない。

【0009】

また、PID制御系において、PIDパラメータを調整することにより目標値応答と外

50

乱応答とのバランスをとる場合も、設計者は、互いに影響し合う3つのパラメータを試行錯誤で調整する必要があり、相当な作業時間や労力が必要となる。

【課題を解決するための手段】

【0010】

前述した課題を解決する主たる本発明は、制御対象の制御量を目標値に制御する制御装置の設計方法であって、前記制御装置を、前記目標値と前記制御量との差が入力されるフィードバック制御器と、前記フィードバック制御器の出力が入力されるノミナルプラントの出力と前記制御量との差にフィードバックゲインを乗算した外乱推定値を出力する外乱フィードバックと、を備え、前記フィードバック制御器の出力と前記外乱推定値とに基づいて前記制御対象の操作量を出力するフィードバック制御系として構成し、前記制御対象の特性に応じて、一次遅れの伝達関数、二次遅れの伝達関数、三次遅れの伝達関数、一次遅れ+むだ時間の伝達関数、二次遅れ+むだ時間の伝達関数、および三次遅れ+むだ時間の伝達関数から1つを前記ノミナルプラントの伝達関数として選択し、前記ノミナルプラントのゲインおよび時定数に基づいて、前記フィードバック制御器の伝達関数を決定し、前記ノミナルプラントの伝達関数 P_n として下記の式(1)で示される一次遅れの伝達関数を選択した場合には、前記ノミナルプラントのゲイン K_n および時定数 T_n に基づいて、前記フィードバック制御器の伝達関数 K を下記の式(2)のように決定し、前記ノミナルプラントの伝達関数 P_n として下記の式(3)で示される二次遅れの伝達関数を選択した場合には、前記ノミナルプラントのゲイン K_n および時定数 T_{1n}, σ_n に基づいて、前記フィードバック制御器の伝達関数 K を下記の式(4)のように決定し、前記ノミナルプラントの伝達関数 P_n として下記の式(5)で示される三次遅れの伝達関数を選択した場合には、前記ノミナルプラントのゲイン K_n および時定数 T_{1n}, T_{2n}, σ_n に基づいて、前記フィードバック制御器の伝達関数 K を下記の式(6)のように決定することを特徴とする制御装置の設計方法である。

【数1】

$$P_n = \frac{K_n}{1 + T_n s} \quad \dots (1)$$

$$K = \frac{1}{2K_n T_n s} \quad \dots (2)$$

$$P_n = \frac{K_n}{(1 + T_{1n} s)(1 + \sigma_n s)}, \sigma_n < T_{1n} \quad \dots (3)$$

$$K = \frac{T_{1n}}{2K_n \sigma_n} \cdot \frac{1 + T_{1n} s}{T_{1n} s} \quad \dots (4)$$

$$P_n = \frac{K_n}{(1 + T_{1n} s)(1 + T_{2n} s)(1 + \sigma_n s)}, \sigma_n < T_{2n} < T_{1n} \quad \dots (5)$$

$$K = \frac{T_{1n}}{2K_n \sigma_n} \cdot \frac{(1 + T_{1n} s)(1 + T_{2n} s)}{T_{1n} s} \quad \dots (6)$$

【0011】

10

20

30

40

50

また、前述した課題を解決するその他の主たる本発明は、制御対象の制御量の目標値が入力されるフィルタと、前記フィルタの出力と前記制御量との差が入力され、前記制御対象の操作量を出力する第1のフィードバック制御器と、を備える目標値フィルタ型2自由度PID制御系として構成され、前記制御量を前記目標値に制御する制御装置の設計方法であって、前記目標値と前記制御量との差が入力される第2のフィードバック制御器と、前記第2のフィードバック制御器の出力が入力されるノミナルプラントの出力と前記制御量との差にフィードバックゲインを乗算して出力する外乱フィードバックと、を備えたフィードバック制御系を前記目標値フィルタ型2自由度PID制御系に等価変換し、当該等価変換において、前記フィルタの伝達関数および前記第1のフィードバック制御器の伝達関数を、いずれも前記フィードバックゲイン、前記第2のフィードバック制御器の伝達関数、および前記ノミナルプラントの伝達関数に基づいて決定することを特徴とする制御装置の設計方法である。

10

【0012】

本発明の他の特徴については、添付図面及び本明細書の記載により明らかとなる。

【発明の効果】**【0013】**

本発明によれば、状態方程式を取り扱うことなく、目標値応答と外乱応答とを両立する制御装置を容易に設計することができる。

【図面の簡単な説明】**【0014】**

20

【図1】本発明の第1実施形態における制御装置の設計方法において、外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系の構成を示すブロック図である。

【図2】本発明の第1実施形態における制御装置の設計方法において、一次遅れのノミナルプラントを含む外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系の構成を示すブロック図である。

【図3】本発明の第1実施形態における制御装置の設計方法において、二次遅れのノミナルプラントを含む外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系の構成を示すブロック図である。

【図4】本発明の第1実施形態における制御装置の設計方法において、三次遅れのノミナルプラントを含む外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系の構成を示すブロック図である。

30

【図5】本発明の第1実施形態における制御装置の設計方法において、一次遅れ+むだ時間のノミナルプラントを含む外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系の構成を示すブロック図である。

【図6】本発明の第1実施形態における制御装置の設計方法において、二次遅れ+むだ時間のノミナルプラントを含む外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系の構成を示すブロック図である。

【図7】本発明の第1実施形態における制御装置の設計方法において、三次遅れ+むだ時間のノミナルプラントを含む外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系の構成を示すブロック図である。

40

【図8】図2に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィードフォワード型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図9】図3に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィードフォワード型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図10】図4に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィードフォワード型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図11】図5に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィードフォワード型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図12】図6に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィードフォワード型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

50

【図13】図7に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィードフォワード型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図14】図2に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィードバック型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図15】図3に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィードバック型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図16】図4に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィードバック型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図17】図5に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィードバック型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

10

【図18】図6に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィードバック型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図19】図7に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィードバック型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図20】図2に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィルタ型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図21】図3に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィルタ型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図22】図4に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィルタ型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

20

【図23】図5に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィルタ型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図24】図6に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィルタ型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図25】図7に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をフィルタ型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図26】図2に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をループ型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図27】図3に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をループ型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

30

【図28】図4に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をループ型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図29】図5に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をループ型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図30】図6に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をループ型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図31】図7に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系をループ型の2自由度制御系に等価変換した構成を示すブロック図である。

【図32】本発明の第1および第2実施形態における制御装置の冷凍サイクルシステムへの適用例を示すブロック図である。

40

【図33】本発明の第1実施形態において、図32に示した冷凍サイクルシステムにおける各制御装置の構成を示すブロック図である。

【図34】図32に示した冷凍サイクルシステムにおける操作量と制御量との関係を示す図である。

【図35】本発明の第2実施形態における制御装置の設計方法において、外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系の構成を示すブロック図である。

【図36】本発明の第2実施形態における制御装置の設計方法において、目標値フィルタ型2自由度PID制御系の構成を示すブロック図である。

【図37】外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系を等価変換した目標値フィルタ型2自由度PID制御系の構成を示すブロック図である。

50

【図 3 8】本発明の第 2 実施形態において、図 3 2 に示した冷凍サイクルシステムにおける各制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 3 9】一般的なフィードバック制御系の制御装置の構成を示すブロック図である。

【図 4 0】図 3 9 に示したフィードバック制御系における外乱の影響を説明する図である。

【発明を実施するための形態】

【0015】

本明細書および添付図面の記載により、少なくとも以下の事項が明らかとなる。

【0016】

< 第 1 実施形態 >

=== 制御装置の設計方法 ===

以下、図 1 ないし図 7 を参照して、第 1 の実施形態における制御装置の設計方法について説明する。

【0017】

図 1 に示されているフィードバック制御系の制御装置 1 は、フィードバック制御器 1 0 1 および加算器 1 0 2 のほか、外乱 d の影響を低減するため、加算器 1 0 3 および外乱フィードバック 1 1 0 を含んで構成されている。また、外乱フィードバック 1 1 0 は、ノミナルプラント 1 1 1、加算器 1 1 2、およびフィードバックゲイン 1 1 3 を含んで構成されている。

【0018】

加算器 1 0 2 には、制御対象 9 からの制御出力（制御量 y ）とその目標値 r とが入力され、加算器 1 0 2 からフィードバック制御器 1 0 1 には、目標値 r と制御量 y との差（ $r - y$ ）が入力されている。したがって、フィードバック制御器 1 0 1 の伝達関数を K とすると、フィードバック制御器 1 0 1 の出力 u_0 は、

【数 1】

$$u_0 = K(r - y) \quad \dots (1)$$

となる。

【0019】

外乱フィードバック 1 1 0 のノミナルプラント 1 1 1 には、フィードバック制御器 1 0 1 の出力 u_0 が入力されている。したがって、ノミナルプラント 1 1 1 の伝達関数を P_n とすると、ノミナルプラント 1 1 1 の出力 y_n は、

【数 2】

$$y_n = P_n u_0 \quad \dots (2)$$

となる。また、加算器 1 1 2 には、ノミナルプラント 1 1 1 の出力 y_n と制御量 y とが入力され、加算器 1 1 2 からフィードバックゲイン 1 1 3 には、ノミナルプラント 1 1 1 の出力 y_n と制御量 y との差 $e (= y_n - y)$ が入力されている。したがって、フィードバックゲイン 1 1 3 の値を L （以下、フィードバックゲイン L と称する）とすると、フィードバックゲイン 1 1 3 から出力される外乱推定値 u_d は、

【数 3】

$$u_d = Le = L(y_n - y) \quad \dots (3)$$

となる。

【0020】

加算器 1 0 3 には、フィードバック制御器 1 0 1 の出力 u_0 と外乱推定値 u_d とが入力され、加算器 1 0 3 からは、フィードバック制御器 1 0 1 の出力 u_0 と外乱推定値 u_d との和

が制御対象 9 に対する制御入力（操作量 u ）として出力されている。したがって、操作量 u は、

【数 4】

$$\begin{aligned} u &= u_0 + u_d \\ &= K(r - y) + L[P_n K(r - y) - y] \quad \dots (4) \\ &= (K + LP_n K)r - (L + K + LP_n K)y \end{aligned}$$

となる。ここで、外乱推定値 u_d は、外乱 d を打ち消すように推定され、外乱 d が正の場合に負となり、外乱 d が負の場合に正となる。そして、加算器 103 においてフィードバック制御器 101 の出力 u_0 に外乱推定値 u_d を加算することによって、加算器 8 において操作量 u に加算される外乱 d を補償している。

【0021】

なお、外乱推定値 u_d の符号は、加算器 103 における外乱推定値 u_d の取り扱いや、加算器 8 における外乱 d の取り扱いに応じて適宜変更され得る。例えば、図 1 において、フィードバック制御器 101 の出力 u_0 から外乱推定値 u_d が減算されるように加算器 103 を変更した場合には、外乱 d と符号が一致するように外乱推定値 u_d を推定することによって、外乱 d を打ち消すことができる。また、例えば、図 1 において、操作量 u から外乱 d が減算されるように加算器 8 を変更した場合にも、外乱 d と符号が一致するように外乱推定値 u_d を推定すればよい。

【0022】

ノミナルプラント 111 の伝達関数 P_n は、制御対象 9 の特性に合わせて、一次遅れプラント、二次遅れプラント、三次遅れプラント、一次遅れ + むだ時間プラント、二次遅れ + むだ時間プラント、三次遅れ + むだ時間プラントの 6 種類から選択される。具体的には、まず、最小二乗法や予測誤差法などにより、実験やシミュレーションのデータからノミナルプラント 111 の一次遅れ、二次遅れ、三次遅れ、一次遅れ + むだ時間、二次遅れ + むだ時間、三次遅れ + むだ時間の伝達関数をそれぞれ同定する。また、以下の式 (5) で示される適合率 FIT を指標として、同定された各伝達関数と実験やシミュレーションのデータとの適合度合いを判定する。

【数 5】

$$FIT = \left(1 - \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^N [\hat{y}(k) - y(k)]^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^N [y(k) - \bar{y}]^2}} \right) \times 100 \quad \dots (5)$$

ここで、 N はデータの総点数 (N 点のデータ) であり、 k ($= 1, \dots, N$) は k 番目のデータを示す。そして、式 (5) に基づいて、適合率 FIT が最も高いものをノミナルプラント 111 の伝達関数 P_n として選択する。

【0023】

フィードバック制御器 101 の伝達関数 K は、選択されたノミナルプラント 111 の種類に応じて一意に決定される。本実施形態では、フィードバック制御器 101 の制御パラメータの決定方法の一例として、ベトラーク法を用いる (例えば特許文献 2 や非特許文献 1 の p.198-199, "Modulus and Symmetrical Optimum" を参照)。

【0024】

図 2 は、ノミナルプラント 111 が一次遅れプラントの場合のフィードバック制御系の構成を示している。この場合のノミナルプラント 111 の伝達関数 P_n は、以下の式 (6) のように表される。

10

20

30

40

50

【数 6】

$$P_n = \frac{K_n}{1 + T_n s} \quad \dots (6)$$

ここで、 K_n および T_n はそれぞれノミナルプラント 1 1 1 のゲインおよび時定数である。そして、ノミナルプラント 1 1 1 のゲイン K_n および時定数 T_n を用いて、フィードバック制御器 1 0 1 の伝達関数 K を、

【数 7】

$$K = \frac{1}{2K_n T_n s} \quad \dots (7)$$

のように決定する。

【0 0 2 5】

図 3 は、ノミナルプラント 1 1 1 が二次遅れプラントの場合のフィードバック制御系の構成を示している。この場合のノミナルプラント 1 1 1 の伝達関数 P_n は、以下の式 (8) のように表される。

【数 8】

$$P_n = \frac{K_n}{(1 + T_{1n} s)(1 + \sigma_n s)} \quad \dots (8)$$

ここで、 K_n および T_{1n} 、 σ_n はそれぞれノミナルプラント 1 1 1 のゲインおよび時定数である。このとき、 $\sigma_n < T_{1n}$ であるため、この場合のノミナルプラント 1 1 1 (伝達関数 P_n)の特性は、時定数の長い T_{1n} が支配的となる。そこで、時定数 T_{1n} の特性を打ち消すように、フィードバック制御器 1 0 1 の伝達関数 K を設計する。そして、ノミナルプラント 1 1 1 のゲイン K_n および時定数 T_{1n} 、 σ_n を用いて、フィードバック制御器 1 0 1 の伝達関数 K を、

【数 9】

$$K = \frac{T_{1n}}{2K_n \sigma_n} \cdot \frac{1 + T_{1n} s}{T_{1n} s} \quad \dots (9)$$

のように決定する。

【0 0 2 6】

図 4 は、ノミナルプラント 1 1 1 が三次遅れプラントの場合のフィードバック制御系の構成を示している。この場合のノミナルプラント 1 1 1 の伝達関数 P_n は、以下の式 (1 0) のように表される。

【数 1 0】

$$P_n = \frac{K_n}{(1 + T_{1n} s)(1 + T_{2n} s)(1 + \sigma_n s)} \quad \dots (10)$$

ここで、 K_n および T_{1n} 、 T_{2n} 、 σ_n はそれぞれノミナルプラント 1 1 1 のゲインおよび時定数である。このとき、 $\sigma_n < T_{2n} < T_{1n}$ であるため、この場合のノミナルプラント 1 1 1 (伝達関数 P_n)の特性は、時定数の長い T_{1n} および T_{2n} が支配的となる。そこで、時定数 T_{1n} および T_{2n} の特性を打ち消すように、フィードバック制御器 1 0 1 の伝達関数 K を設計する。そして、ノミナルプラント 1 1 1 のゲイン K_n および時定数 T_{1n} 、 T_{2n} 、 σ_n を用いて、フィードバック制御器 1 0 1 の伝達関数 K を、

【数 1 1】

$$K = \frac{T_{1n}}{2K_n \sigma_n} \cdot \frac{(1 + T_{1n} s)(1 + T_{2n} s)}{T_{1n} s} \quad \dots (11)$$

のように決定する。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 7 】

図5は、ノミナルプラント111が一次遅れ+むだ時間プラントの場合のフィードバック制御系の構成を示している。この場合のノミナルプラント111の伝達関数 P_n は、以下の式(12)のように表される。

【数12】

$$P_n = \frac{K_n}{1+T_n s} e^{-L_{dn} s} \quad \dots (12)$$

ここで、 K_n 、 T_n 、および L_{dn} はそれぞれノミナルプラント111のゲイン、時定数、およびむだ時間である。また、フィードバック制御器101には、その出力 u_0 が入力されるスミス補償器104が付加され、加算器105を介して、加算器102の出力とスミス補償器104との差が入力されている。このとき、スミス補償器104の伝達関数 S は、ノミナルプラント111の伝達関数 P_n から、以下の式(13)のように表される。

【数13】

$$S = \frac{K_n}{1+T_n s} (1 - e^{-L_{dn} s}) \quad \dots (13)$$

一方、フィードバック制御器101の伝達関数 K は、図2の場合と同様に、ノミナルプラント111のゲイン K_n および時定数 T_n を用いて、上記の式(7)のように決定される。

【 0 0 2 8 】

図6は、ノミナルプラント111が二次遅れ+むだ時間プラントの場合のフィードバック制御系の構成を示している。この場合のノミナルプラント111の伝達関数 P_n は、以下の式(14)のように表される。

【数14】

$$P_n = \frac{K_n}{(1+T_{1n} s)(1+\sigma_n s)} e^{-L_{dn} s} \quad \dots (14)$$

ここで、 K_n 、 T_{1n} 、 σ_n 、および L_{dn} はそれぞれノミナルプラント111のゲイン、時定数、およびむだ時間である。また、フィードバック制御器101には、その出力 u_0 が入力されるスミス補償器104が付加され、加算器105を介して、加算器102の出力とスミス補償器104との差が入力されている。このとき、スミス補償器104の伝達関数 S は、ノミナルプラント111の伝達関数 P_n から、以下の式(15)のように表される。

【数15】

$$S = \frac{K_n}{(1+T_{1n} s)(1+\sigma_n s)} (1 - e^{-L_{dn} s}) \quad \dots (15)$$

一方、フィードバック制御器101の伝達関数 K は、図3の場合と同様に、ノミナルプラント111のゲイン K_n および時定数 T_{1n} 、 σ_n を用いて、上記の式(9)のように決定される。

【 0 0 2 9 】

図7は、ノミナルプラント111が三次遅れ+むだ時間プラントの場合のフィードバック制御系の構成を示している。この場合のノミナルプラント111の伝達関数 P_n は、以下の式(16)のように表される。

【数16】

$$P_n = \frac{K_n}{(1+T_{1n} s)(1+T_{2n} s)(1+\sigma_n s)} e^{-L_{dn} s} \quad \dots (16)$$

ここで、 K_n 、 T_{1n} 、 T_{2n} 、 σ_n 、および L_{dn} はそれぞれノミナルプラント111のゲイン、時定数、およびむだ時間である。また、フィードバック制御器101には、その出力 u

10

20

30

40

50

0が入力されるスミス補償器104が付加され、加算器105を介して、加算器102の出力とスミス補償器104との差が入力されている。このとき、スミス補償器104の伝達関数Sは、ノミナルプラント111の伝達関数P_nから、以下の式(17)のように表される。

【数17】

$$S = \frac{K_n}{(1+T_{1n}s)(1+T_{2n}s)(1+\sigma_n s)} (1 - e^{-L_{dn}s}) \quad \dots (17)$$

一方、フィードバック制御器101の伝達関数Kは、図4の場合と同様に、ノミナルプラント111のゲインK_nおよび時定数T_{1n}、T_{2n}、_nを用いて、上記の式(11)のように決定される。

10

【0030】

このようにして、ノミナルプラント111の伝達関数P_nおよびフィードバック制御器101の伝達関数Kを決定する。これにより、式(4)から、フィードバックゲインLのみを調整パラメータとして、フィードバック制御系の制御装置1を設計することができる。

【0031】

以上より、本実施形態の制御装置の設計方法では、設計者は、図1に示した外乱フィードバック110を備えたフィードバック制御系において、まず、ノミナルプラント111の伝達関数P_nとして、一次遅れ、二次遅れ、三次遅れ、一次遅れ+むだ時間、二次遅れ+むだ時間、三次遅れ+むだ時間の伝達関数のうち適合率FITが最も高い(特性が最も近い)ものを選択する。また、設計者は、フィードバック制御器101の伝達関数Kを、ノミナルプラント111のパラメータ(ゲインおよび時定数)に基づいて決定する。

20

【0032】

このとき、最小二乗法や予測誤差法などにより、実験やシミュレーションのデータからノミナルプラント111の伝達関数P_nを同定することができ、そのパラメータからフィードバック制御器101の伝達関数Kを決定することができる。したがって、設計者は、フィードバックゲインLのみを調整パラメータとして、フィードバック制御系の制御装置1を設計することができる。

【0033】

=== 2自由度制御系への等価変換 ===
図2ないし図7に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系は、フィードフォワード型やループ型などの各種2自由度制御系(例えば非特許文献2を参照)に等価変換することができる。

30

【0034】

図8ないし図13は、それぞれ図2ないし図7に示したフィードバック制御系をフィードフォワード型の2自由度制御系に等価変換した構成を示している。図8ないし図10において、破線で囲まれたフィードバック制御器101、加算器102、103、123、フィードバックゲイン113、および補償要素120ないし122は、一般的な(1自由度)PID制御系の出力(フィードバック制御器101の出力u₀)に、積分器(補償要素120)と一次遅れの伝達関数(補償要素121)との積に比例器(補償要素122)を加算してL倍した出力を加算する構成に相当する。フィードフォワード型の2自由度制御系の構成では、さらに、(フィードフォワード)補償要素124および加算器125からなる、目標値rから操作量uに直接入るフィードフォワードパスが付加されている。また、図11ないし図13においては、それぞれ図8ないし図10の構成に対して、スミス補償器104および加算器105が追加されるとともに、一次遅れの伝達関数(補償要素121)に代えて一次遅れ+むだ時間の伝達関数(補償要素130)が用いられている。

40

【0035】

ここで、図8ないし図13における補償要素120と補償要素121(130)との積は、それぞれ図2ないし図7におけるノミナルプラント111の伝達関数P_nとフィード

50

バック制御器 101 の伝達関数 K との積に等しい。したがって、フィードバックゲイン 113 の出力を u_e とすると、これらのフィードフォワード型の 2 自由度制御系における操作量 u は、

【数 18】

$$\begin{aligned} u &= u_0 + u_e + (-Lr) \\ &= K(r - y) + L(1 + P_n K)(r - y) - Lr \\ &= (L + K + LP_n K)(r - y) - Lr \quad \dots (18) \\ &= (K + LP_n K)r - (L + K + LP_n K)y \end{aligned}$$

10

となり、式(4)に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系における操作量 u と一致する。

【0036】

図14ないし図19は、それぞれ図2ないし図7に示したフィードバック制御系をフィードバック型の2自由度制御系に等価変換した構成を示している。図14ないし図16において、破線で囲まれたフィードバック制御器101、加算器102、103、フィードバックゲイン113、および補償要素120、121は、一般的な(1自由度)PID制御系の出力(フィードバック制御器101の出力 u_0)に、積分器(補償要素120)と一次遅れの伝達関数(補償要素121)との積を L 倍した出力を加算する構成に相当する。フィードバック型の2自由度制御系の構成では、さらに、(フィードバック)補償要素126および加算器127からなる、制御量 y から操作量 u に直接入るフィードバックパスが付加されている。また、図17ないし図19においては、それぞれ図14ないし図16の構成に対して、スミス補償器104および加算器105が追加されるとともに、一次遅れの伝達関数(補償要素121)に代えて一次遅れ+むだ時間の伝達関数(補償要素130)が用いられている。

20

【0037】

ここで、図14ないし図19における補償要素120と補償要素121(130)との積は、それぞれ図2ないし図7におけるノミナルプラント111の伝達関数 P_n とフィードバック制御器101の伝達関数 K との積に等しい。したがって、フィードバックゲイン113の出力を u_f とすると、これらのフィードバック型の2自由度制御系における操作量 u は、

30

【数19】

$$\begin{aligned} u &= u_0 + u_f - Ly \\ &= K(r - y) + LP_n K(r - y) - Ly \\ &= (K + LP_n K)(r - y) - Ly \quad \dots (19) \\ &= (K + LP_n K)r - (L + K + LP_n K)y \end{aligned}$$

40

となり、式(4)に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系における操作量 u と一致する。

【0038】

図20ないし図25は、それぞれ図2ないし図7に示したフィードバック制御系をフィルタ型の2自由度制御系に等価変換した構成を示している。図20ないし図22において、破線で囲まれたフィードバック制御器101、加算器102、103、123、フィードバックゲイン113、および補償要素120ないし122は、一般的な(1自由度)P

50

ＩＤ制御系の出力（フィードバック制御器１０１の出力 u_0 ）に、積分器（補償要素１２０）と一次遅れの伝達関数（補償要素１２１）との積に比例器（補償要素１２２）を加算して L 倍した出力を加算する構成に相当する。フィルタ型の２自由度制御系の構成では、さらに、目標値 r の加算器１０２への入力の前に（フィルタ）補償要素１２８が付加されている。また、図２３ないし図２５においては、それぞれ図２０ないし図２２の構成に対して、スミス補償器１０４および加算器１０５が追加されるとともに、一次遅れの伝達関数（補償要素１２１）に代えて一次遅れ+むだ時間の伝達関数（補償要素１３０）が用いられている。

【００３９】

ここで、図２０ないし図２５における補償要素１２０と補償要素１２１（１３０）との積は、それぞれ図２ないし図７におけるノミナルプラント１１１の伝達関数 P_n とフィードバック制御器１０１の伝達関数 K との積に等しい。また、補償要素１２８の伝達関数 F は、いずれも以下の式（２０）のように表される。

【数２０】

$$F = \frac{K + LP_n K}{L + K + LP_n K} \cdots (20)$$

したがって、フィードバックゲイン１１３の出力を u_g とすると、これらのフィルタ型の２自由度制御系における操作量 u は、

【数２１】

$$u = u_0 + u_g$$

$$= K(Fr - y) + L(1 + P_n K)(Fr - y)$$

$$= (L + K + LP_n K) \left(\frac{K + LP_n K}{L + K + LP_n K} r - y \right) \cdots (21)$$

$$= (K + LP_n K)r - (L + K + LP_n K)y$$

となり、式（４）に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系における操作量 u と一致する。

【００４０】

図２６ないし図３１は、それぞれ図２ないし図７に示したフィードバック制御系をループ型の２自由度制御系に等価変換した構成を示している。図２６ないし図２８において、破線で囲まれたフィードバック制御器１０１、加算器１０２、１０３、フィードバックゲイン１１３、および補償要素１２０、１２１は、一般的な（１自由度）ＰＩＤ制御系の出力（フィードバック制御器１０１の出力 u_0 ）に、積分器（補償要素１２０）と一次遅れの伝達関数（補償要素１２１）との積を L 倍した出力を加算する構成に相当する。ループ型の２自由度制御系の構成では、さらに、制御量 y の加算器１０２への入力の前に（ループ）補償要素１２９が付加されている。また、図２９ないし図３１においては、それぞれ図２６ないし図２８の構成に対して、スミス補償器１０４および加算器１０５が追加されるとともに、一次遅れの伝達関数（補償要素１２１）に代えて一次遅れ+むだ時間の伝達関数（補償要素１３０）が用いられている。

【００４１】

ここで、図２６ないし図３１における補償要素１２０と補償要素１２１（１３０）との積は、それぞれ図２ないし図７におけるノミナルプラント１１１の伝達関数 P_n とフィードバック制御器１０１の伝達関数 K との積に等しい。また、補償要素１２９の伝達関数 C

10

20

30

40

50

は、いずれも以下の式(22)のように表される。

【数22】

$$C = \frac{L + K + LP_n K}{K + LP_n K} \left(= \frac{1}{F} \right) \cdots (22)$$

したがって、フィードバックゲイン113の出力を u_h とすると、これらのループ型の2自由度制御系における操作量 u は、

【数23】

$$\begin{aligned} u &= u_0 + u_h \\ &= K(r - Cy) + LP_n K(r - Cy) \\ &= (K + LP_n K) \left(r - \frac{L + K + LP_n K}{K + LP_n K} y \right) \cdots (23) \\ &= (K + LP_n K)r - (L + K + LP_n K)y \end{aligned}$$

となり、式(4)に示した外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系における操作量 u と一致する。

【0042】

=== 制御装置の適用例 ===

以下、図32ないし図34を参照して、本実施形態における制御装置の冷凍サイクルシステムへの適用例について説明する。なお、図32は、冷凍サイクルシステム全体の構成を示し、図33は、当該冷凍サイクルシステムにおける各制御装置の構成を示し、図34は、当該冷凍サイクルシステムにおける操作量(制御装置の出力)と制御量(制御対象の出力)との関係を示している。

【0043】

図32に示されている冷凍サイクルシステムは、制御装置11ないし14、冷媒配管90、圧縮機(コンプレッサ)91、凝縮器(コンデンサ)92、膨張弁(エキスパンションバルブ)93、蒸発器(エバポレータ)94、およびセンサS1、S2、S3a、S3b、S4を含んで構成されている。なお、圧縮機91、凝縮器92、膨張弁93、および蒸発器94は、冷媒配管90を介して互いに接続され、冷媒配管90中を冷媒が循環している。また、凝縮器92および蒸発器94は、それぞれファンF2およびF4を備えている。

【0044】

図33に示されている制御装置1m(m=1,2,3,4)は、図1に示した制御装置1と同様の構成となっており、制御対象9の制御量 y_m とその目標値 r_m とが入力され、制御対象9の操作量 u_m を出力している。なお、図34に示す操作量と制御量との組み合わせ(ペアリング)は一例であり、これに限定されるものではない。

【0045】

図32の適用例において、センサS1は、蒸発圧力(低圧圧力) y_1 を測定し、制御装置11は、制御量としての蒸発圧力 y_1 とその目標値 r_1 (不図示)とに基づいて、圧縮機91の回転数 u_1 を操作量として出力している。また、センサS2は、凝縮圧力(高圧圧力) y_2 を測定し、制御装置12は、制御量としての凝縮圧力 y_2 とその目標値 r_2 (不図示)とに基づいて、ファンF2の回転数 u_2 を操作量として出力している。また、センサS3aおよびS3bは、それぞれ蒸発器94の入口温度 T_i および出口温度 T_o を測定し、制御装置13は、制御量としての過熱度 y_3 ($=T_o - T_i$)とその目標値 r_3 (

10

20

30

40

50

不図示)とに基づいて、膨張弁93の開度 u_3 を操作量として出力している。また、センサS4は、供給温度 y_4 を測定し、制御装置14は、制御量としての供給温度 y_4 とその目標値 r_4 (不図示)とに基づいて、ファンF4の回転数 u_4 を操作量として出力している。

【0046】

このようにして、本実施形態の制御装置によって、冷凍サイクルシステム(制御対象)の各制御量を目標値に制御することができる。冷凍サイクルを構成する各機器は、冷媒配管90を介して互いに接続されているため、各制御装置による制御が互いに干渉し、外乱として他の制御に影響を与える場合がある。そのため、本実施形態の制御装置を冷凍サイクルシステムに適用することによって、干渉や外乱の影響を低減しつつ制御量を目標値に

10

【0047】

前述したように、フィードバック制御器101と外乱フィードバック110とを備えたフィードバック制御系の制御装置1の設計方法において、ノミナルプラント111の伝達関数 P_n として、一次遅れ, 二次遅れ, 三次遅れ, 一次遅れ+むだ時間, 二次遅れ+むだ時間, 三次遅れ+むだ時間の6種類の伝達関数のうち制御対象9の特性に最も近いものを選択し、フィードバック制御器101の伝達関数 K を、ノミナルプラント111のパラメータ(ゲインおよび時定数)に基づいて決定することによって、フィードバックゲイン L

20

【0048】

また、このように設計された制御装置1(11~14)を冷凍サイクルシステムに適用することによって、各制御装置による制御が互いに干渉し、外乱として他の制御に影響を与える場合であっても、干渉や外乱の影響を低減しつつ制御量を目標値に制御することができる。

【0049】

<第2実施形態>

=== 制御装置の設計方法 ===

以下、図35ないし図37を参照して、第2の実施形態における制御装置の設計方法について説明する。

【0050】

本実施形態では、まず、図35に示すフィードバック制御系を、図36に示す2自由度PID制御系に等価変換する。

【0051】

図35に示されているフィードバック制御系の制御装置3は、フィードバック制御器301および加算器302のほか、外乱 d の影響を低減するため、加算器303および外乱フィードバック310を含んで構成されている。また、外乱フィードバック310は、ノミナルプラント311、加算器312、およびフィードバックゲイン313を含んで構成されている。

40

【0052】

加算器302には、制御対象9からの制御出力(制御量 y)とその目標値 r とが入力され、加算器302からフィードバック制御器301(第2のフィードバック制御器)には、目標値 r と制御量 y との差($r - y$)が入力されている。したがって、フィードバック制御器301の伝達関数を K とすると、フィードバック制御器301の出力 u_0 は、上記の式(1)のようになる。

【0053】

50

外乱フィードバック 3 1 0 のノミナルプラント 3 1 1 には、フィードバック制御器 3 0 1 の出力 u_0 が入力されている。したがって、ノミナルプラント 3 1 1 の伝達関数を P_n とすると、ノミナルプラント 3 1 1 の出力 y_n は、上記の式 (2) のようになる。また、加算器 3 1 2 には、ノミナルプラント 3 1 1 の出力 y_n と制御量 y とが入力され、加算器 3 1 2 からフィードバックゲイン 3 1 3 には、ノミナルプラント 3 1 1 の出力 y_n と制御量 y との差 $e (= y_n - y)$ が入力されている。したがって、フィードバックゲイン 3 1 3 の値を L (以下、フィードバックゲイン L と称する) とすると、フィードバックゲイン 3 1 3 から出力される外乱推定値 u_d は、上記の式 (3) のようになる。

【 0 0 5 4 】

加算器 3 0 3 には、フィードバック制御器 3 0 1 の出力 u_0 と外乱推定値 u_d とが入力され、加算器 3 0 3 からは、フィードバック制御器 3 0 1 の出力 u_0 と外乱推定値 u_d との和が制御対象 9 に対する制御入力 (操作量 u) として出力されている。したがって、操作量 u は、

【 数 2 4 】

$$u = u_0 + u_d \quad \dots (24)$$

となる。ここで、外乱推定値 u_d は、外乱 d を打ち消すように推定され、外乱 d が正の場合に負となり、外乱 d が負の場合に正となる。そして、加算器 3 0 3 においてフィードバック制御器 3 0 1 の出力 u_0 に外乱推定値 u_d を加算することによって、加算器 8 において操作量 u に加算される外乱 d を補償している。

【 0 0 5 5 】

なお、外乱推定値 u_d の符号は、加算器 3 0 3 における外乱推定値 u_d の取り扱いや、加算器 8 における外乱 d の取り扱いに応じて適宜変更され得る。例えば、図 3 5 において、フィードバック制御器 3 0 1 の出力 u_0 から外乱推定値 u_d が減算されるように加算器 3 0 3 を変更した場合には、外乱 d と符号が一致するように外乱推定値 u_d を推定することによって、外乱 d を打ち消すことができる。また、例えば、図 3 5 において、操作量 u から外乱 d が減算されるように加算器 8 を変更した場合にも、外乱 d と符号が一致するように外乱推定値 u_d を推定すればよい。

【 0 0 5 6 】

図 3 6 に示されている 2 自由度 P I D 制御系の制御装置 4 は、フィードバック制御器 4 0 1 および加算器 4 0 2 のほか、フィルタ 4 0 3 を含んで構成されている。当該 2 自由度 P I D 制御系は、目標値 r がフィルタ 4 0 3 を介して P I D 制御系に入力されており、目標値フィルタ型と呼ばれる (例えば非特許文献 3 を参照) 。

【 0 0 5 7 】

フィルタ 4 0 3 には、目標値 r が入力され、加算器 4 0 2 には、フィルタ 4 0 3 の出力と制御量 y とが入力されている。また、加算器 4 0 2 からフィードバック制御器 4 0 1 (第 1 のフィードバック制御器) には、フィルタ 4 0 3 の出力と制御量 y との差が入力され、フィードバック制御器 4 0 1 からは、操作量 u が出力されている。したがって、フィードバック制御器 4 0 1 およびフィルタ 4 0 3 の伝達関数をそれぞれ K' および F とすると、操作量 u は、

【 数 2 5 】

$$u = K'(Fr - y) \quad \dots (25)$$

となる。

【 0 0 5 8 】

なお、目標値フィルタ型 2 自由度 P I D 制御系において、フィードバック制御器 4 0 1 の伝達関数 K' およびフィルタ 4 0 3 の伝達関数 F は、それぞれ以下の式 (2 6) および式 (2 7) のように表される。

10

20

30

40

【数 2 6】

$$K'(s) = K_P \left\{ 1 + \frac{1}{T_I s} + T_D D(s) \right\} \dots (26)$$

$$F(s) = \frac{1 + (1 - \alpha)T_I s + (1 - \beta)T_I T_D s D(s)}{1 + T_I s + T_I T_D s D(s)} \dots (27)$$

10

ここで、 K_P は比例ゲイン、 T_I は積分時間、 T_D は微分時間、および は 2 自由度化パラメータである。また、 $D(s)$ は近似微分であり、

【数 2 7】

$$D(s) = \frac{s}{1 + \tau s} \dots (28)$$

とする。ここで、 は時定数である。

【0059】

式(2)および式(1)を式(3)に代入すると、以下の式(29)となる。

20

【数 2 8】

$$u_d = LP_n K(r - y) - Ly \dots (29)$$

さらに、式(1)および式(29)を式(24)に代入すると、以下の式(30)となる。

【数 2 9】

$$u = K(r - y) + LP_n K(r - y) - Ly \dots (30)$$

30

そして、式(30)を目標値 r および制御量 y について整理すると、以下の式(31)となる。

【数 3 0】

$$u = (L + K + LP_n K) \left(\frac{K + LP_n K}{L + K + LP_n K} r - y \right) \dots (31)$$

したがって、式(25)と式(31)とを比較すると、

【数 3 1】

40

$$K' = L + K + LP_n K \dots (32)$$

$$F = \frac{K + LP_n K}{L + K + LP_n K} \dots (33)$$

となる。

【0060】

このようにして、外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系を、図37に示す

50

ように、目標値フィルタ型 2 自由度 P I D 制御系に等価変換することができる。そして、式 (3 2) および式 (3 3) から、フィードバック制御器 4 0 1 の伝達関数 K' およびフィルタ 4 0 3 の伝達関数 F は、いずれもフィードバックゲイン L 、フィードバック制御器 3 0 1 の伝達関数 K 、およびノミナルプラント 3 1 1 の伝達関数 P_n に基づいて決定される。

【 0 0 6 1 】

次に、フィードバック制御器 4 0 1 の伝達関数 K' およびフィルタ 4 0 3 の伝達関数 F がそれぞれ式 (2 6) および式 (2 7) の形となるように、フィードバック制御器 3 0 1 の伝達関数 K およびノミナルプラント 3 1 1 の伝達関数 P_n を定義する。

【 0 0 6 2 】

本実施形態では、ノミナルプラント 3 1 1 の伝達関数 P_n を、以下の式 (3 4) で示される一次遅れの伝達関数と定義する。

【数 3 2】

$$P_n(s) = \frac{K_{pn}}{1 + T_{pn}s} \quad \dots (34)$$

ここで、 K_{pn} および T_{pn} はそれぞれノミナルプラント 3 1 1 のゲインおよび時定数である。また、ノミナルプラント 3 1 1 のゲイン K_{pn} および時定数 T_{pn} を用いて、フィードバック制御器 3 0 1 の伝達関数 K を

【数 3 3】

$$K(s) = \frac{1 + T_{pn}s}{K_{pn}s} \left(= \frac{1}{P_n} \cdot \frac{1}{s} \right) \quad \dots (35)$$

と定義する。

【 0 0 6 3 】

式 (3 4) および式 (3 5) を式 (3 2) に代入して、 $1/s$ について整理すると、以下の式 (3 6) となる。

【数 3 4】

$$\begin{aligned} K'(s) &= L + \frac{1 + T_{pn}s}{K_{pn}s} + L \frac{1}{s} \\ &= \left(\frac{K_{pn}L + T_{pn}}{K_{pn}} \right) \left(1 + \frac{K_{pn}L + 1}{K_{pn}L + T_{pn}} \cdot \frac{1}{s} \right) \quad \dots (36) \end{aligned}$$

したがって、式 (2 6) と式 (3 6) とを比較すると、

10

20

30

40

【数 3 5】

$$K_P = \frac{K_{pn}L + T_{pn}}{K_{pn}} \quad \dots (37)$$

$$T_I = \frac{K_{pn}L + T_{pn}}{K_{pn}L + 1} \quad \dots (38)$$

$$T_D = 0 \quad \dots (39)$$

10

となる。

【0064】

また、式(34)および式(35)を式(33)に代入して、sについて整理すると、以下の式(40)となる。

【数 3 6】

$$F(s) = \frac{\frac{1 + T_{pn}s}{K_{pn}s} + L \frac{1}{s}}{L + \frac{1 + T_{pn}s}{K_{pn}s} + L \frac{1}{s}} = \frac{1 + \frac{T_{pn}}{K_{pn}L + 1}s}{1 + \frac{K_{pn}L + T_{pn}}{K_{pn}L + 1}s} \quad \dots (40)$$

20

したがって、式(27)と式(40)とを比較すると、

【数 3 7】

$$T_I = \frac{K_{pn}L + T_{pn}}{K_{pn}L + 1} \quad \dots (41)$$

30

$$(1 - \alpha) = \frac{T_{pn}}{K_{pn}L + 1} \frac{1}{T_I} = \frac{T_{pn}}{K_{pn}L + T_{pn}} \quad \dots (42)$$

$$T_D = 0 \quad \dots (43)$$

となる。なお、式(41)および式(43)は、それぞれ式(38)および式(39)と一致している。

40

【0065】

このようにして、式(36)および式(40)から、等価変換後の目標値フィルタ型2自由度PID制御系におけるフィードバック制御器401の伝達関数K'およびフィルタ403の伝達関数Fは、ノミナルプラント311のゲイン K_{pn} および時定数 T_{pn} と、フィードバックゲインLとに基づいて決定される。また、これにより、式(37)から比例ゲイン K_P が定まり、式(38)および式(41)から積分時間 T_I が定まり、式(42)から2自由度化パラメータ α が定まる。さらに、式(39)および式(43)から微分時間 T_D は0となり、2自由度化パラメータ α の設定は不要となる。

【0066】

以上より、本実施形態の制御装置の設計方法において、設計者は、まず、図35の外乱

50

フィードバックを備えたフィードバック制御系を、図36の目標値フィルタ型2自由度PID制御系に等価変換する。次に、等価変換後の目標値フィルタ型2自由度PID制御系において、フィードバック制御器401の伝達関数 K' およびフィルタ403の伝達関数 F における微分時間 T_D を0とする。また、等価変換前のフィードバック制御系において、ノミナルプラント311の伝達関数 P_n を一次遅れの伝達関数とし、さらに、フィードバック制御器301の伝達関数 K を、ノミナルプラント311のゲイン K_{pn} および時定数 T_{pn} に基づいて決定する。

【0067】

これにより、フィードバック制御器401の伝達関数 K' およびフィルタ403の伝達関数 F は、ノミナルプラント311のゲイン K_{pn} および時定数 T_{pn} と、フィードバックゲイン L とに基づいて決定される。そこで、設計者は、最小二乗法や予測誤差法などにより、実験やシミュレーションのデータからノミナルプラント311の一次遅れの伝達関数を同定して、ゲイン K_{pn} および時定数 T_{pn} を求めることにより、フィードバックゲイン L のみを調整パラメータとして、これらの伝達関数を決定することができる。そして、このように設計された制御装置4は、外乱フィードバックを備えた制御装置3と同じ操作量 u を出力するため、制御量 y を目標値 r に制御する目標値応答と、外乱 d の影響を低減する外乱応答とを両立することができる。

【0068】

また、本実施形態の制御装置4は、第1実施形態の制御装置1と同様に、図32に示したような冷凍サイクルシステムに適用することができる。図38に示されている制御装置1 m ($m=1, 2, 3, 4$)は、図36に示した制御装置4と同様の構成となっており、制御対象9の制御量 y_m とその目標値 r_m が入力され、制御対象9の操作量 u_m を出力している。

【0069】

前述したように、制御対象9の制御量 y を目標値 r に制御する制御装置の設計方法において、図36の目標値フィルタ型2自由度PID制御系におけるフィードバック制御器401(第1のフィードバック制御器)の伝達関数 K' およびフィルタ403の伝達関数 F を、いずれも図35の外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系におけるフィードバックゲイン L 、フィードバック制御器301(第2のフィードバック制御器)の伝達関数 K 、およびノミナルプラント311の伝達関数 P_n に基づいて決定することによって、外乱フィードバックを備えたフィードバック制御系を目標値フィルタ型2自由度PID制御系に等価変換し、状態方程式を取り扱うことなく、制御装置を容易に設計することができる。そして、このように設計された制御装置4は、外乱フィードバックを備えた制御装置3と同じ操作量 u を出力するため、制御量 y を目標値 r に制御する目標値応答と、外乱 d の影響を低減する外乱応答とを両立することができる。

【0070】

また、等価変換後の目標値フィルタ型2自由度PID制御系において、フィードバック制御器401の伝達関数 K' およびフィルタ403の伝達関数 F における微分時間 T_D を0とし、等価変換前のフィードバック制御系において、ノミナルプラント311の伝達関数 P_n を一次遅れの伝達関数とし、さらに、フィードバック制御器301の伝達関数 K を、ノミナルプラント311のゲイン K_{pn} および時定数 T_{pn} に基づいて決定することによって、フィードバック制御器401の伝達関数 K' およびフィルタ403の伝達関数 F を、ノミナルプラント311のゲイン K_{pn} および時定数 T_{pn} と、フィードバックゲイン L とに基づいて決定することができる。

【0071】

また、ノミナルプラント311の一次遅れの伝達関数を同定して、ゲイン K_{pn} および時定数 T_{pn} を求めることによって、フィードバックゲイン L のみを調整パラメータとして、フィードバック制御器401の伝達関数 K' およびフィルタ403の伝達関数 F を決定することができる。すなわち、式(26)および式(27)に示したように、2自由度PID制御系の設計においては、通常5つのパラメータ(比例ゲイン K_p 、積分時間 T_i 、微分

10

20

30

40

50

時間 T_D 、および2自由度化パラメータ、 (\quad) を調整する必要があるのに対して、上記実施形態の制御装置の設計方法においては、この1つの調整パラメータ(L)のみで設計することができる。

【0072】

また、このように設計された制御装置4(11~14)を冷凍サイクルシステムに適用することによって、各制御装置による制御が互いに干渉し、外乱として他の制御に影響を与える場合であっても、干渉や外乱の影響を低減しつつ制御量を目標値に制御することができる。

10

【0073】

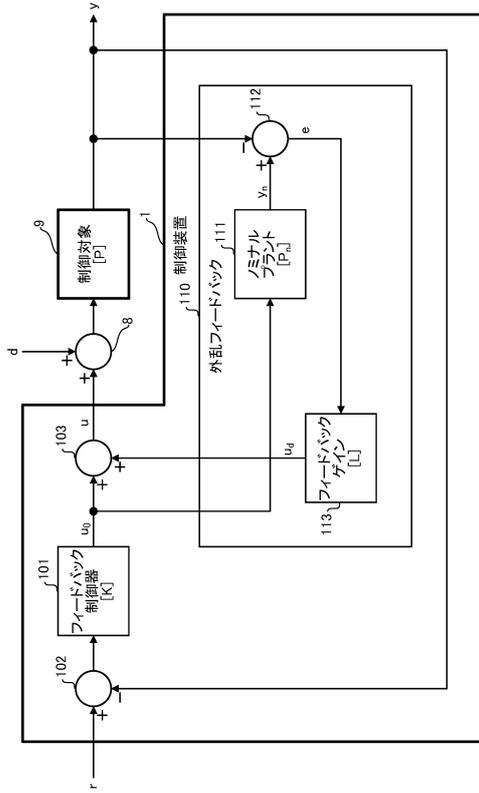
なお、上記実施形態は、本発明の理解を容易にするためのものであり、本発明を限定して解釈するためのものではない。本発明は、その趣旨を逸脱することなく、変更、改良され得るとともに、本発明にはその等価物も含まれる。

【符号の説明】

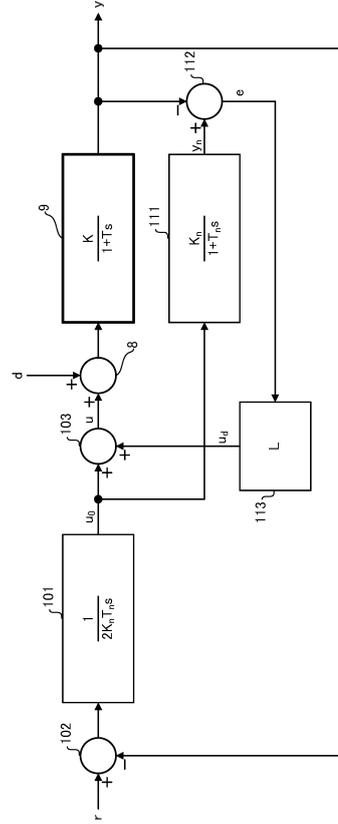
【0074】

1~4	制御装置	
8	加算器	
9	制御対象	
1m(11~14)	制御装置	20
90	冷媒配管	
91	圧縮機(コンプレッサ)	
92	凝縮器(コンデンサ)	
93	膨張弁(エキスパンションバルブ)	
94	蒸発器(エバポレータ)	
101、201	フィードバック制御器	
102、103、105、112、123、125、127、202	加算器	
104	スミス補償器	
110	外乱フィードバック	
111	ノミナルプラント	30
113	フィードバックゲイン	
120~122、124、126、128~130	補償要素	
301、401	フィードバック制御器	
302、303、312、402	加算器	
310	外乱フィードバック	
311	ノミナルプラント	
313	フィードバックゲイン	
403	フィルタ	
F2、F4	ファン	
S1、S2、S3a、S3b、S4	センサ	40

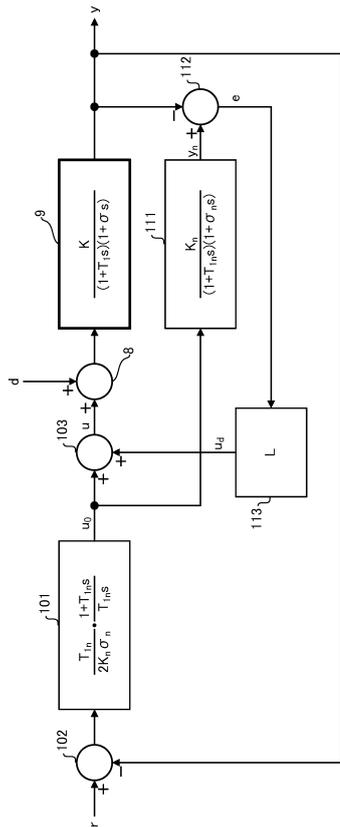
【図 1】



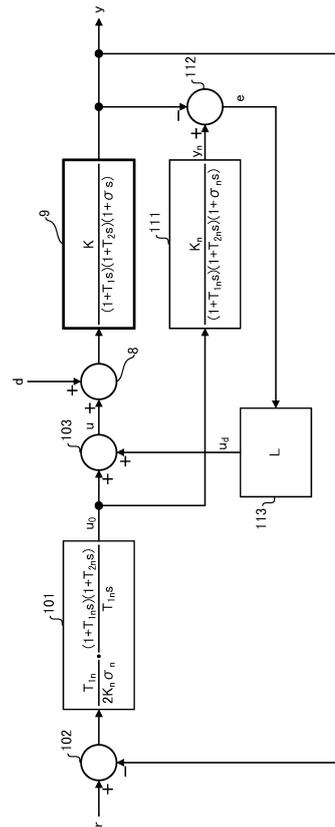
【図 2】



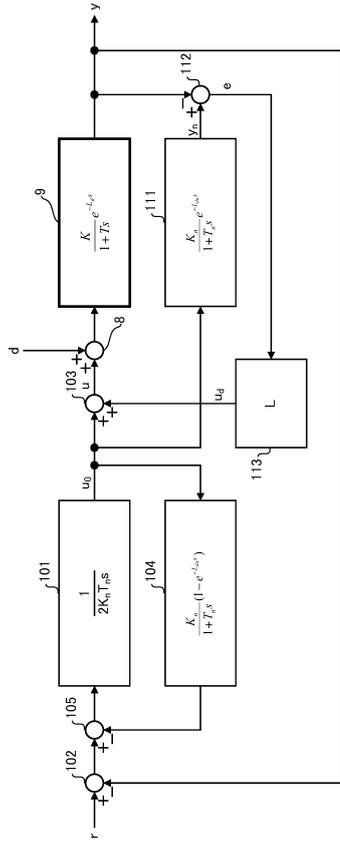
【図 3】



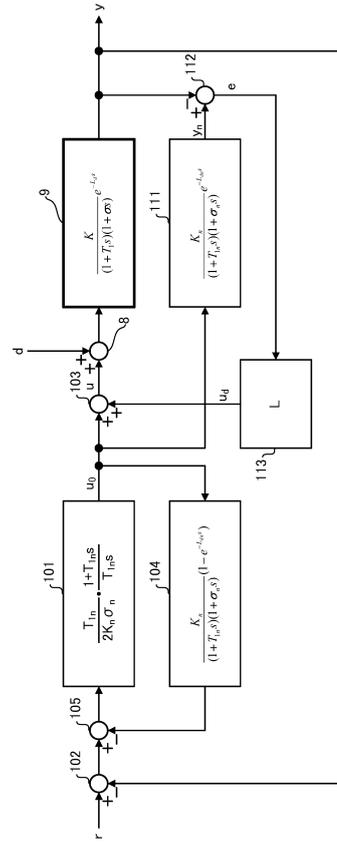
【図 4】



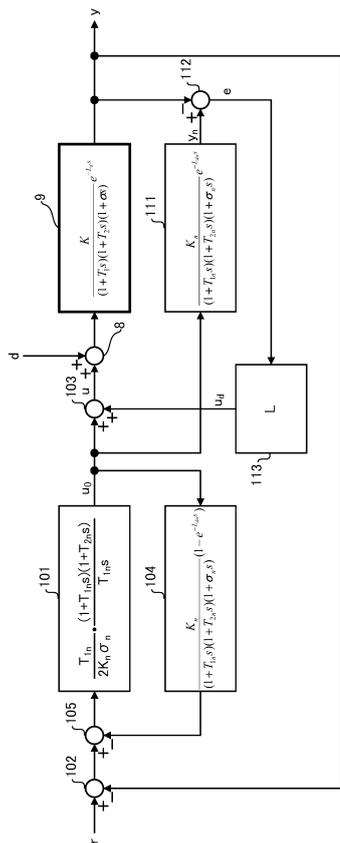
【 図 5 】



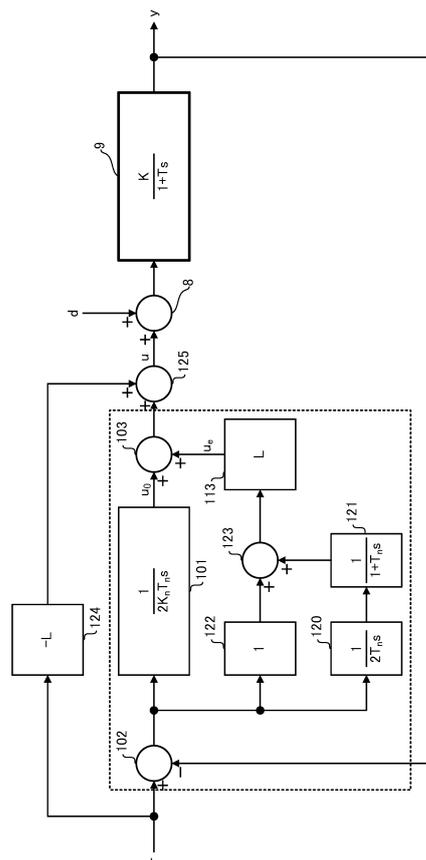
【 図 6 】



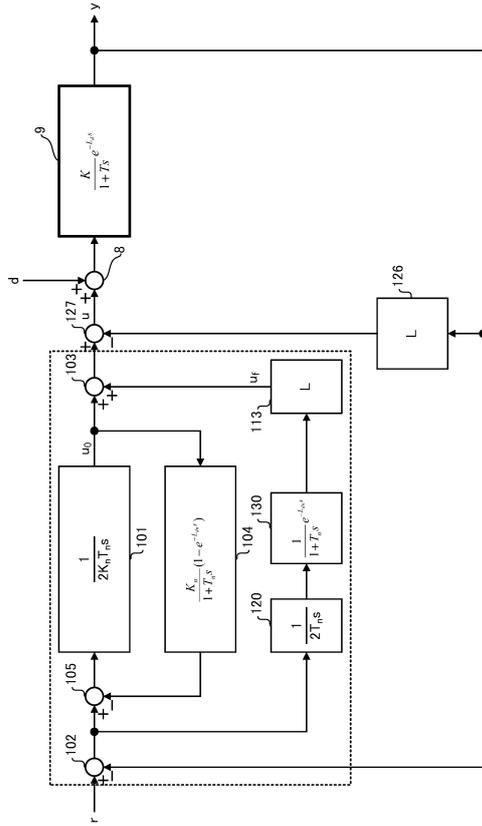
【 図 7 】



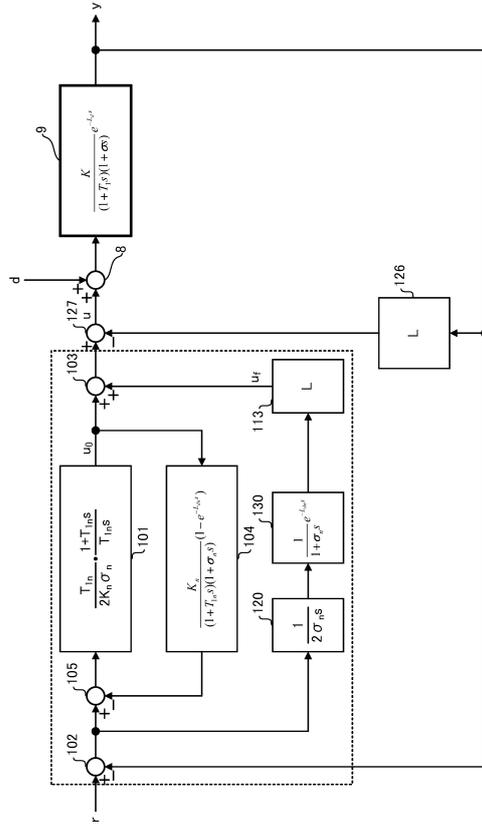
【 図 8 】



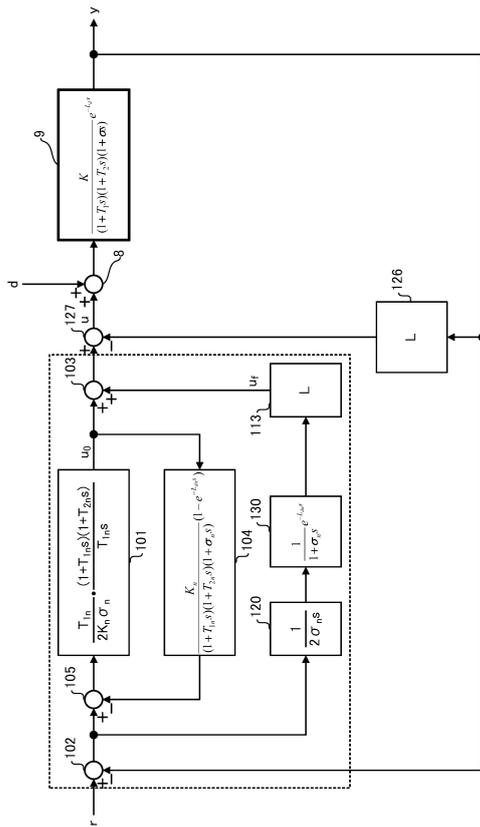
【図 17】



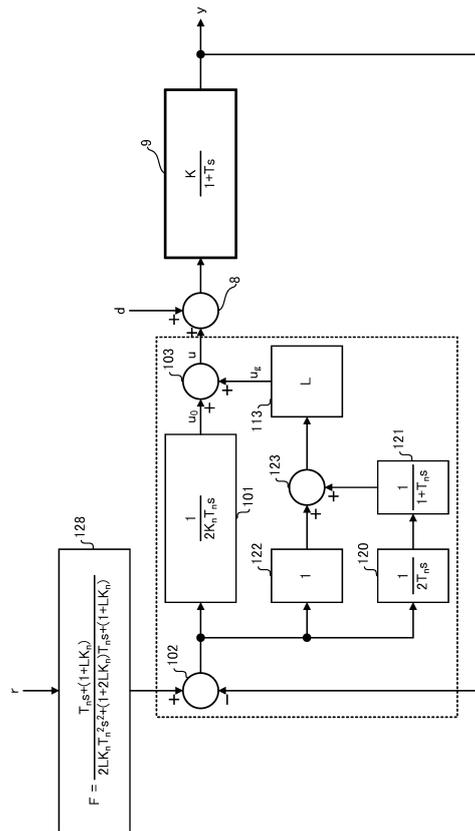
【図 18】



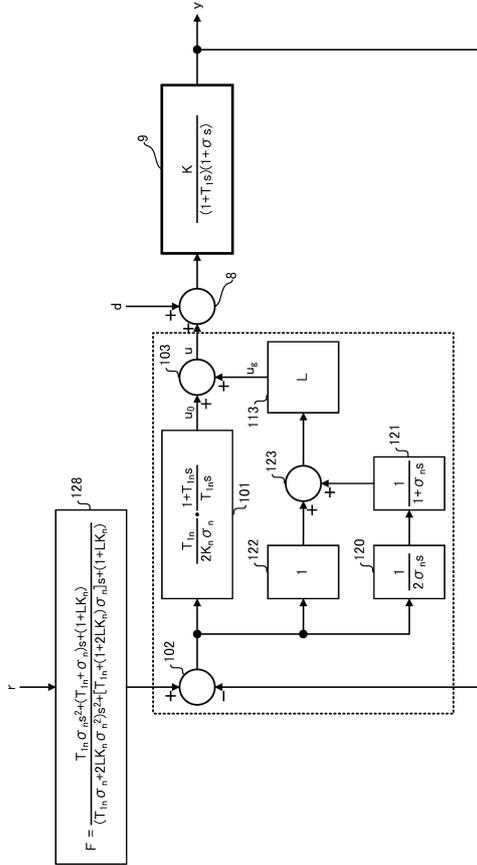
【図 19】



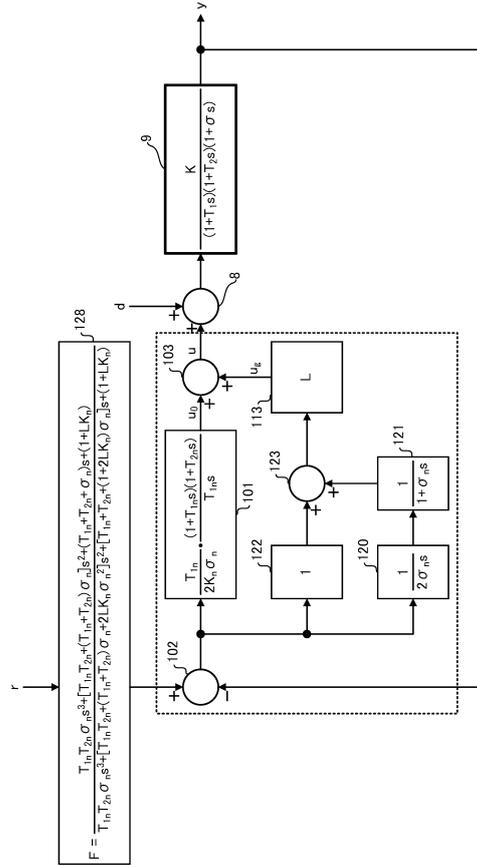
【図 20】



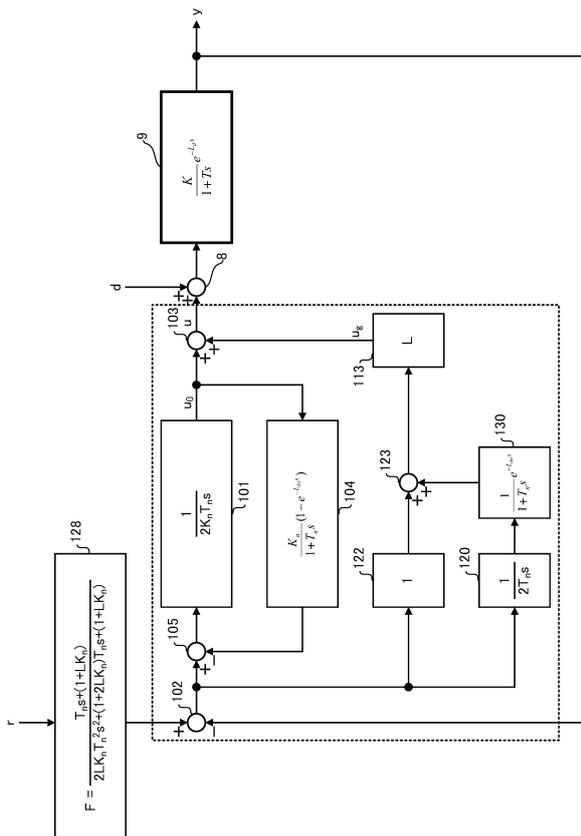
【 図 2 1 】



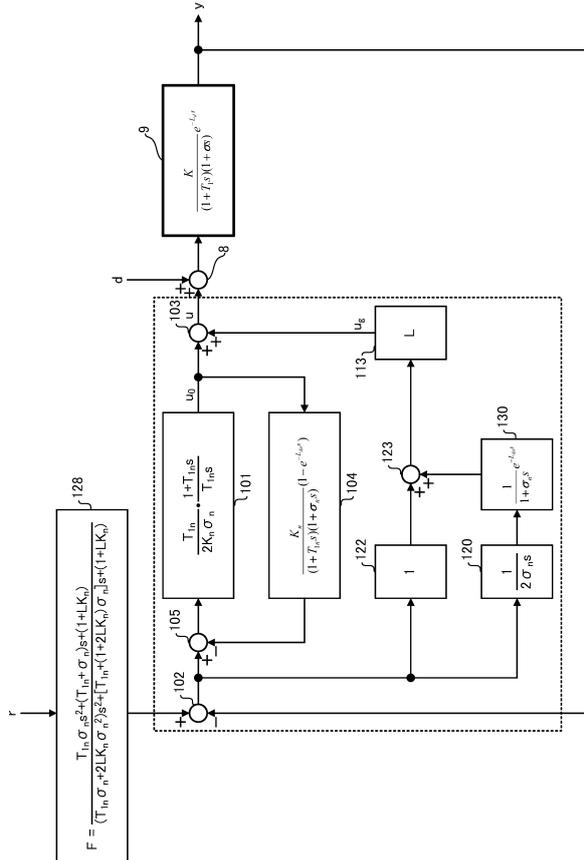
【 図 2 2 】



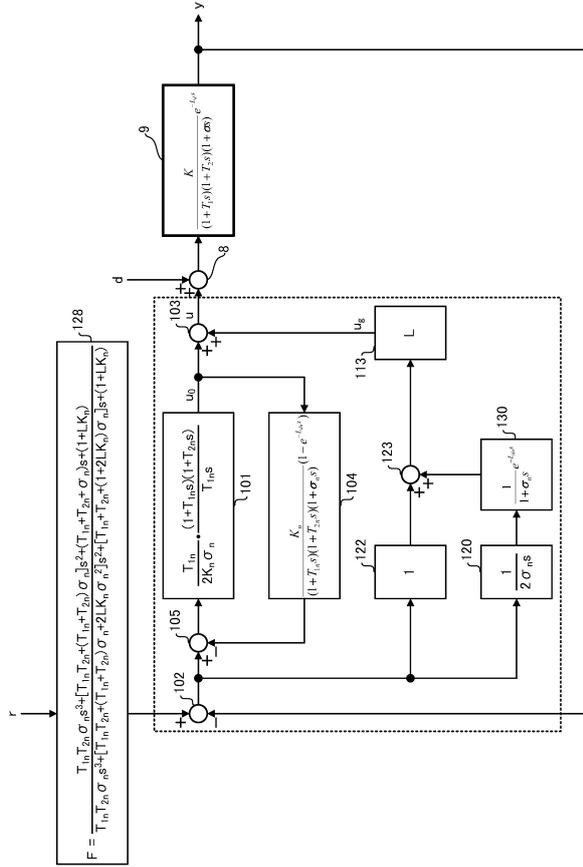
【 図 2 3 】



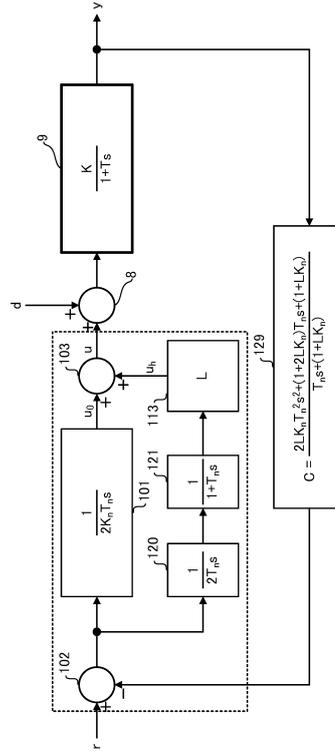
【 図 2 4 】



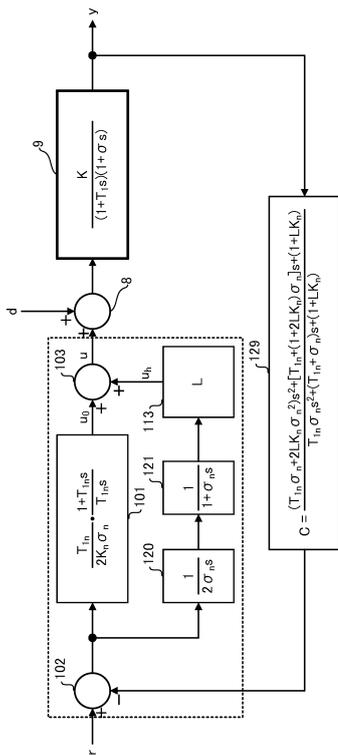
【 25 】



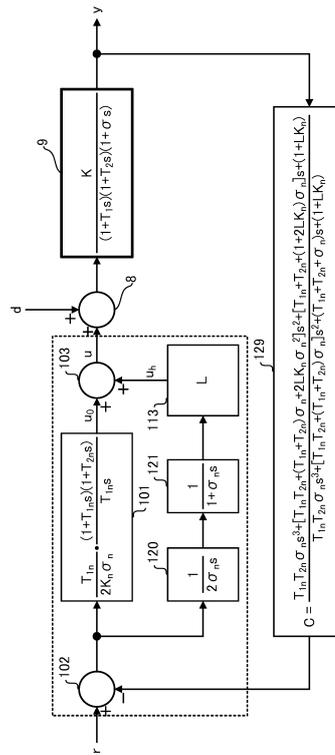
【 26 】



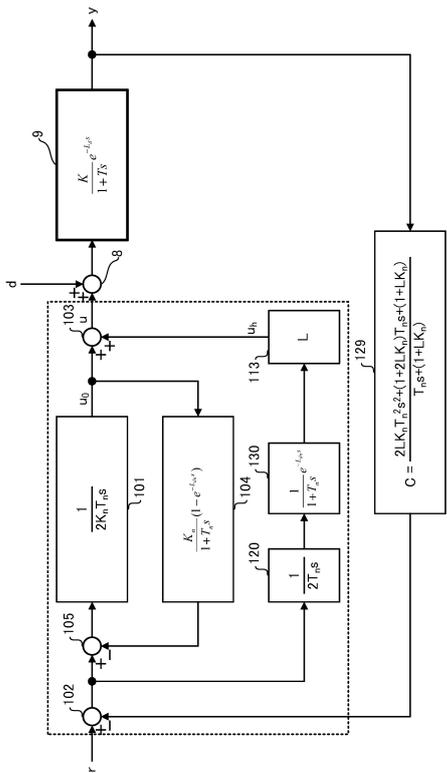
【 27 】



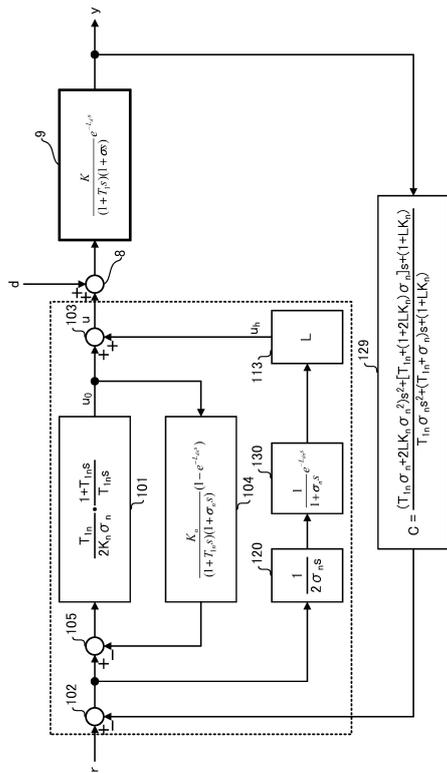
【 28 】



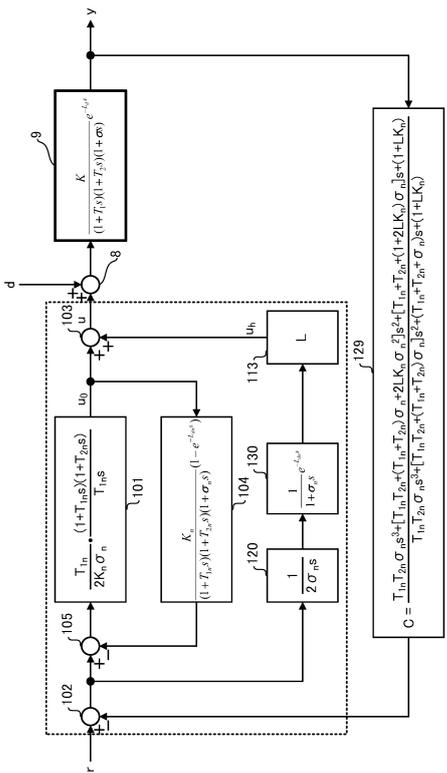
【図 29】



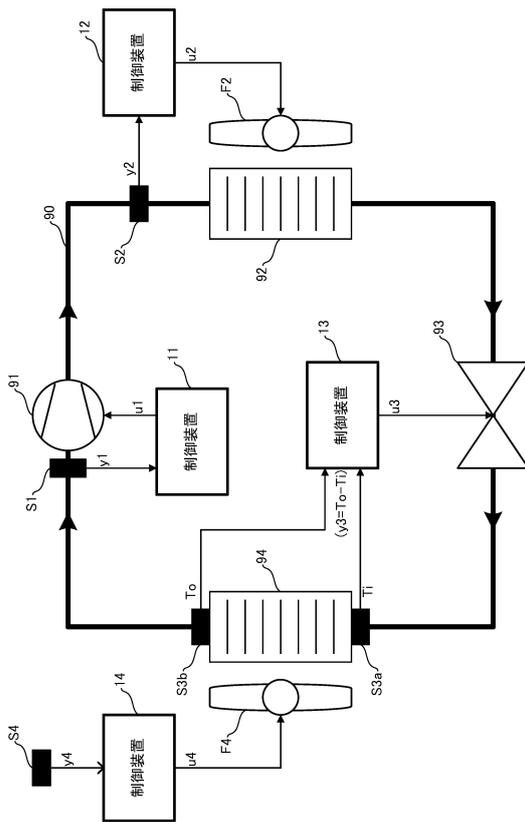
【図 30】



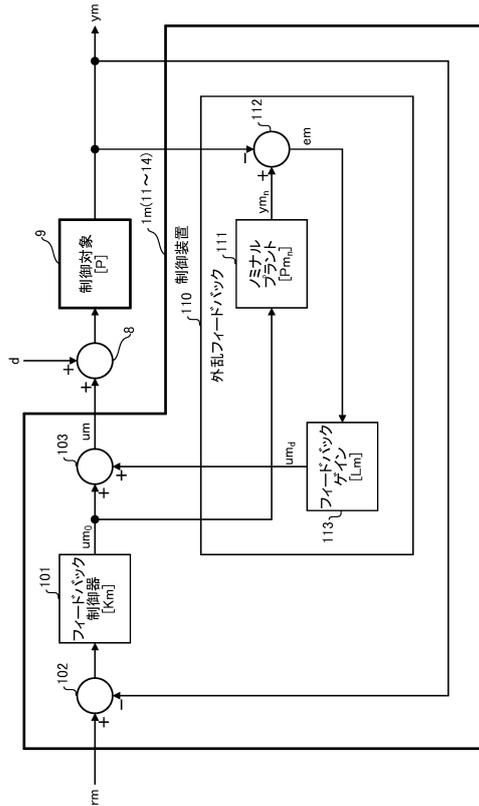
【図 31】



【図 32】



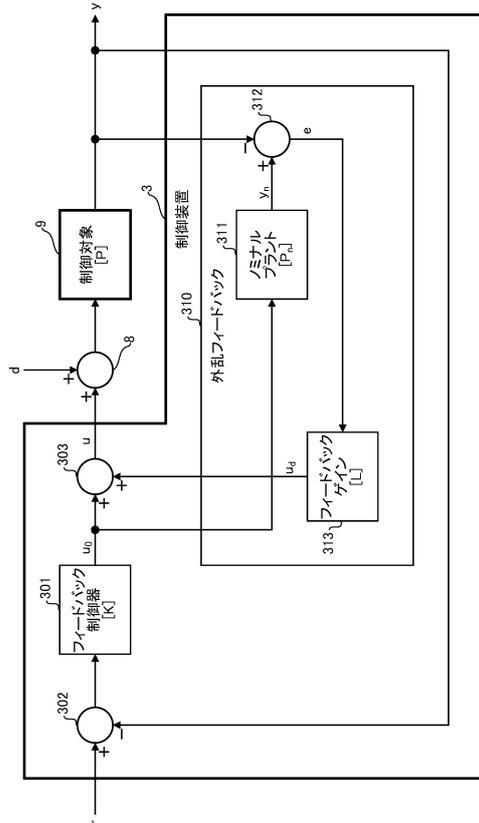
【図33】



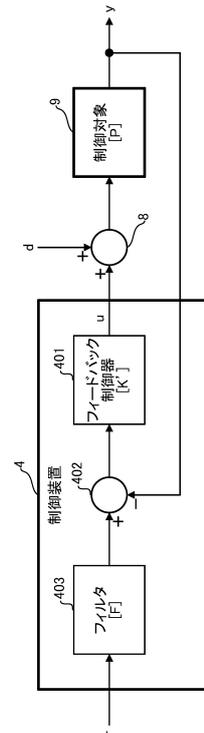
【図34】

機器	操作量	制御量
圧縮機91	圧縮機回転数 u_1	蒸発圧力 y_1
凝縮器92	ファン回転数 u_2	凝縮圧力 y_2
膨張弁93	膨張弁開度 u_3	蒸発器過熱度 y_3
蒸発器94	ファン回転数 u_4	供給温度 y_4

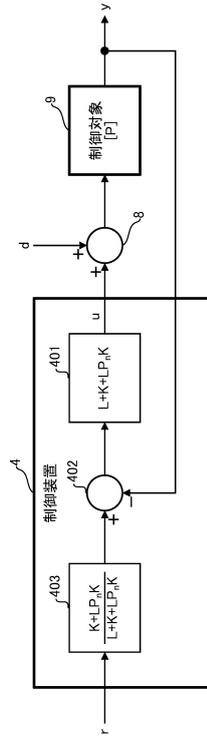
【図35】



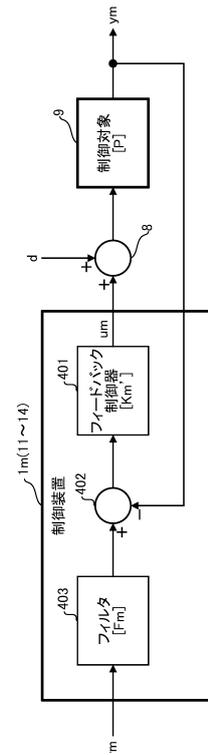
【図36】



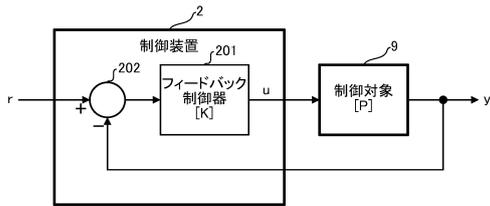
【図37】



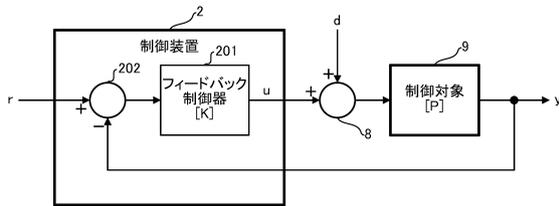
【図38】



【図39】



【図40】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2001-265408(JP,A)
特開2009-116515(JP,A)
特開2008-097390(JP,A)
特開2005-148849(JP,A)
特開2005-267296(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G05B 11/00 - 11/36
G05B 13/00 - 13/04