

УДК 621.313.333

А.А. Попов<sup>1</sup>, В.А. Попова<sup>1</sup>,  
И.В. Гуляев<sup>1</sup>, Ф. Briz del Blanco<sup>2</sup>

## УЛУЧШЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДОВ ПЕРЕМОДУЛЯЦИИ ДЛЯ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ

<sup>1</sup> Национальный исследовательский  
Мордовский государственный университет им. Н.П. Огарева  
<sup>2</sup> Университет Овьедо

Проблема энергосбережения продолжает быть актуальной для мировой экономики. Поскольку электропривод (ЭП) является основным потребителем электроэнергии, его энергоэффективность также находится в центре внимания научных исследований. Основной проблемой энергоэффективного управления являются низкие показатели динамики, неприемлемые в некоторых промышленных установках. Так, в машинах, работающих при малых нагрузках в течение длительных периодов времени, снижают уровень потока ротора. В таком случае динамика системы будет напрямую зависеть от возможности намагнитить ротор. Предложен метод улучшения динамики АД при полеориентированном управлении, основанный на использовании всех доступных ресурсов инвертора для максимально быстрого намагничивания ротора двигателя. Ступенчатая команда момента заменяется линейно возрастающей, что позволяет достичь улучшенных динамических характеристик электропривода и снизить механическую нагрузку на трансмиссию. В настоящей работе рассмотрены методы перемодуляции при достижении ограничений по напряжению во время переходного процесса с использованием предложенной системы управления.

**Ключевые слова:** асинхронный двигатель, динамика электропривода, методы перемодуляции, МТРА, моделирование, MatLab, полеориентированное управление.

### 1. Введение

Электропривод – основной потребитель электроэнергии во всем мире. Во многих отраслях промышленности он играет ключевую роль в качестве главного источника механической энергии. Использование энергоэффективных законов управления позволит существенно снизить энергопотребление промышленности в целом. В литературе представлено несколько

ко решений поставленной задачи. Наиболее распространенным и изученным является метод минимума статорных токов (в зарубежной научной периодике – МТРА). Он обеспечивает эффективность близкую к методу минимизации полных потерь и при этом проще в реализации. Энергоэффективность МТРА достигается благодаря снижению потока ротора при работе на малой нагрузке [1]. В то же время, в сравнении с традиционной системой управления, использующей номинальный поток независимо от нагрузки, данный метод имеет существенный недостаток. Так, при изменении команды момента возникает необходимость намагнитить ротор двигателя, что, из-за большой константы времени ротора, может происходить сравнительно долго.

В работе [2] предложена стратегия, изменяющая ступенчатую команду момента на постепенно возрастающую. Это позволяет повысить динамику системы, используя весь доступный ток на намагничивание ротора, а также снизить нагрузку на механическую часть привода. При этом учитываются не только ограничения по току, но и ограничения по напряжению. Данная работа рассматривает различные способы перемодуляции во время переходного процесса при недостаточном напряжении на звене постоянного тока для следования заданным командам токов.

## II. Основная часть

На рис. 1 представлена блок-схема системы управления асинхронным двигателем (АД) с полеориентированной системой управления. Она включает в себя блок формирования наклонной команды момента, блок формирования команд токов на основании предложенного алгоритма, синхронный ПИ регулятор, блок ограничения команд напряжений, преобразователь, двигатель и наблюдатель потока.

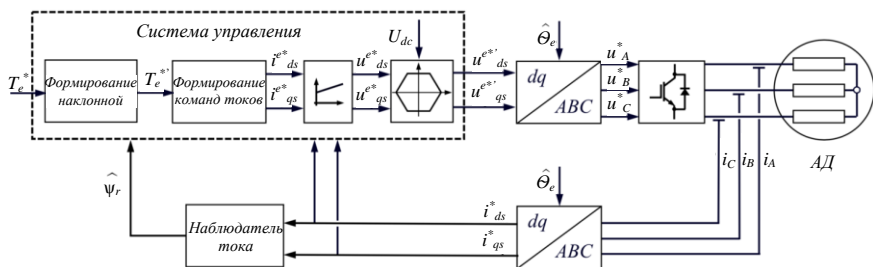


Рис. 1. Блок-схема системы управления асинхронным двигателем

Команда момента  $T_e^*$  поступает на вход системы управления, в блоке «формирование наклонной» происходит расчет максимально возможного угла наклона прямой команды момента с учетом начальных и конечных условий и формируется новая команда  $T_e^{**}$ . Затем

рассчитываются команды токов по осям  $dq$  исходя из заданного алгоритма, описанного в [3]. Команды напряжений, необходимых для следования командам токов, формируют с использованием регуляторов тока. При этом, как только команда напряжения выходит за границы доступного напряжения, ее необходимо ограничить.

### III. Области регулирования электропривода

Выделяют две области регулирования для электропривода: область постоянного момента (при скоростях ниже номинальной) и область постоянной мощности (при скоростях выше номинальной). Графическое представление основных параметров электропривода в данных областях представлено на рис. 2, а.

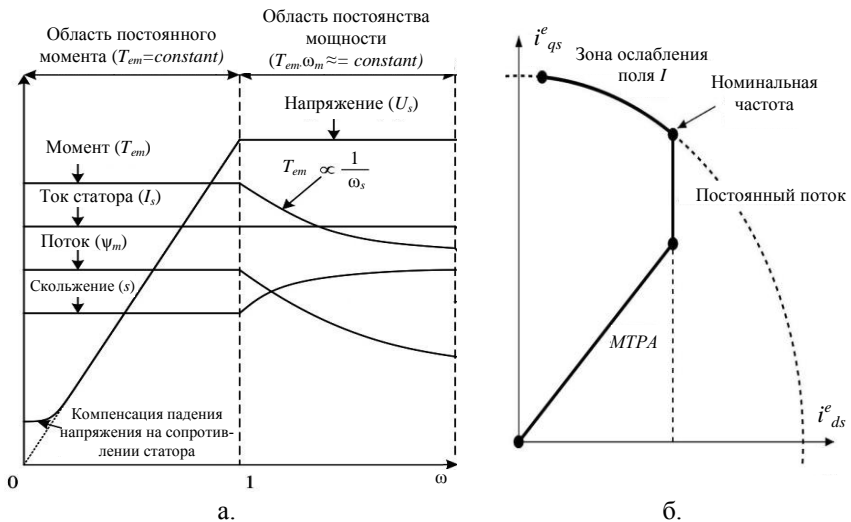


Рис. 2. Области регулирования асинхронного двигателя (а); траектория движения вектора тока по мере увеличения скорости вращения ротора в синхронной системе координат (б)

На низких скоростях вращения противоЭДС мала, напряжения на звене постоянного тока достаточно для создания номинальных токов и поддержания номинального момента. Большой запас по напряжению на инверторе позволяет регуляторам работать корректно и рассматривать только ограничения по току для построения системы управления потоком. При работе на скоростях, близких к номинальным, также возможно получение номинального момента и токов. При построении системы управления, тем не менее, следует рассматривать ограничения по току, а также ограничения по напряжению во время переходного процесса.

В области постоянной мощности машина работает при ограничениях по току и напряжению в установившемся режиме. Доступного напряжения на преобразователе недостаточно для формирования номинального момента.

#### IV. Метод минимума статорных токов

Для обеспечения энергоэффективности в режимах работы с низкой нагрузкой и на скоростях ниже номинальной используется метод минимума статорных токов. Данный метод показывает характеристики, близкие к методу минимума полных потерь, при этом он хорошо изучен и прост в реализации. Уравнение момента для асинхронного двигателя представлено в (1). В установившемся режиме уравнение можно представить в виде (2).

$$T_e = \frac{2}{3} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \psi_{dr}^e \cdot i_{qs}^e; \quad (1)$$

$$T_e = \frac{2}{3} \cdot p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{ds}^e \cdot i_{qs}^e. \quad (2)$$

Нетрудно заметить из (2), что для получения максимального момента при минимуме токов, необходимо соблюдать условие:  $i_{ds}^e = i_{qs}^e$ . При достижении током по оси  $d$  значения равного номинальному, дальнейшее его увеличение нецелесообразно, т.к. не приведет к дальнейшему увеличению потока ротора двигателя. Вектор тока в синхронной системе координат в зависимости от скорости вращения ротора представлен на рис. 2, б.

#### V. Формирование команды момента в условиях ограничения по току

При изменении команды момент на валу не может быть изменен мгновенно, в соответствии с командами токов. Для повышения динамики при поступлении новой команды необходимо намагнитить ротор как можно быстрее. Это возможно при использовании всего доступного тока, но такой подход вызовет задержку в изменении момента на время намагничивания, а также последующий бросок после завершения процесса. В качестве альтернативы предлагается заменить ступенчатую команду момента на линейно возрастающую. Это позволит снизить нагрузку на механическую трансмиссию и сохранить высокие динамические характеристики.

На рис. 3 представлены результаты моделирования предложенного алгоритма. Ступенькообразная команда с 0,3 о.е. до номинального момента была заменена на линейно-возрастающую. При этом угол наклона новой команды выбран таким образом, чтобы переходные процессы в токах, потоке и моменте завершились одновременно. Это гарантирует отсутствие

бросков в конце переходного процесса и использование всего доступного тока для намагничивания ротора.

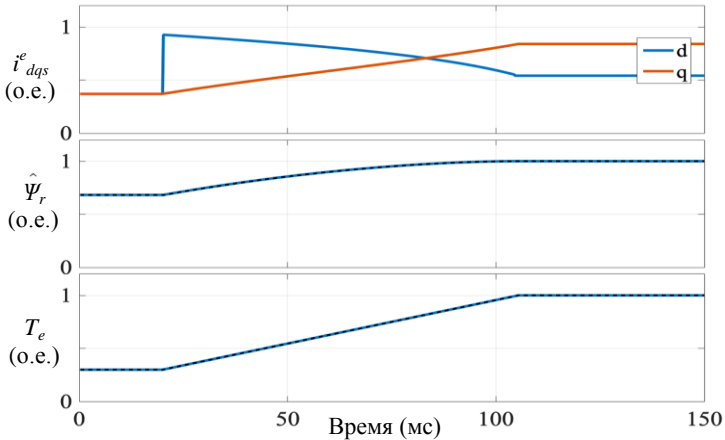


Рис. 3. Результаты моделирования предложенного алгоритма.

Команда момента изменяется от 0,3 до 1 о.е.

Сверху вниз:  $dq$  токи статора, поток ротора, момент

## VI. Формирование команды момента с учетом ограничений по напряжению

Для формирования наклонной команды момента необходимо определить угол ее наклона. В работе [2] используются методы численного моделирования и бинарный поиск для подбора оптимального угла наклона. При скоростях, близких к номинальным, необходимо принимать во внимание не только ограничения по току, но и ограничения по напряжению во время переходного процесса. Недостаток напряжения на инверторе может привести к насыщению регуляторов тока и их некорректной работе. При этом следует рассмотреть различные варианты ограничения команды вектора напряжения.

## VII. Методы перемодуляции

Все доступное напряжение на преобразователе можно обозначить шестиугольником, размеры которого будут зависеть от напряжения на звене постоянного тока  $U_{dc}$  (рис. 4, а). При этом область, ограниченная вписанной окружностью, называется линейной, а остальное пространство – нелинейной областью. Если вектор напряжения вращается в линейной области, преобразователь может воспроизвести его. Однако при выходе команды напряжения за пределы шестиугольника его необходимо ограничить. В литературе можно встретить три основных метода перемодуляции: с ми-

нимальной ошибкой по фазе, с минимальной дистанцией и с минимальной ошибкой по амплитуде. Они представлены на рис. 4, а, б.

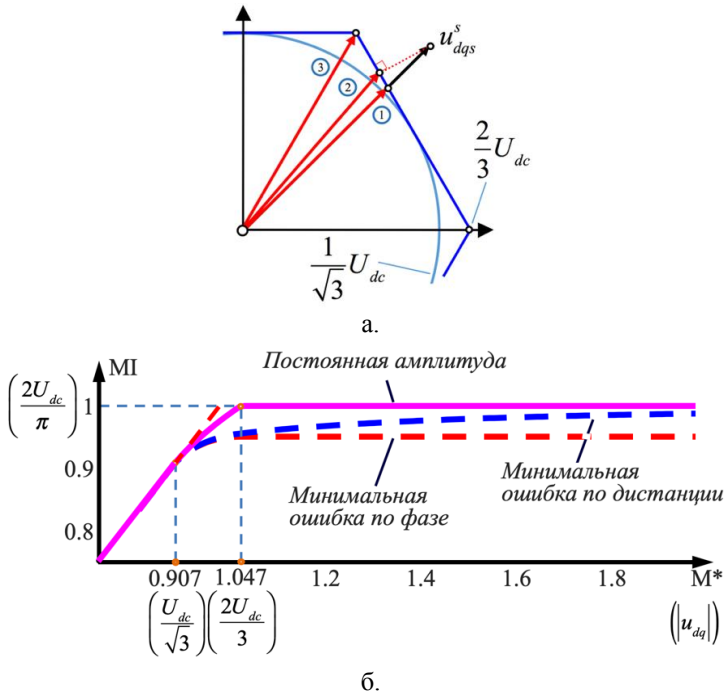


Рис. 4. Ограничения напряжения на преобразователе частоты и варианты его ограничения: минимальная ошибка по фазе (1), минимальная дистанция (2), минимальная ошибка по амплитуде (3) (а); коэффициент модуляции для различных методов перемодуляции (б)

Линейность, гармонические искажения, а также рабочие характеристики ограниченного сигнала напряжения напрямую зависят от коэффициента модуляции. Обозначим его как соотношение:

$$MI = \frac{U_{dqs}^s}{2 / \pi \cdot U_{dc}}. \quad (3)$$

В числителе данного выражения – амплитуда фундаментальной компоненты вектора напряжения, в знаменателе – максимальное напряжение, доступное на преобразователе [4]. Режим работы, при котором вектор

напряжения переходит от одного угла шестиугольника к другому, называется шести-ступенчатой модуляцией. При данном типе модуляции  $MI$  равно 1.

Для электропривода, работающего во второй зоне, во время переходного процесса для следования заданию токов необходимо учитывать не только ограничения по току, но и ограничения по напряжению. Использование всего доступного напряжения на инверторе в таком случае позволит сохранить динамику регуляторов тока. Рассмотрим вектор  $u^s_{dqs}$ , вращающийся в стационарной системе координат. В то время как его длина меньше  $U_{dc} / \sqrt{3}$ , коэффициент модуляции растет пропорционально росту длины вектора и достигает  $MI = \pi / 2 \cdot \sqrt{3} = 0,907$  на границе линейной области. Дальнейший его рост определяется техникой перемодуляции.

Очевидным решением задачи является ограничение длины вектора напряжения до границ шестиугольника и тем самым обеспечить его достижимость. Фаза вектора при этом остается неизменной. Однако, при достижении вектором длины  $2/3 \cdot U_{dc}$ , коэффициент модуляции насыщается в районе 0,952. При этом порядка 4,8 % потенциала преобразователя не задействовано [5]. Это делает данный подход неприменимым для перехода к шестиступенчатой модуляции.

Другим решением является перемодуляция с минимальной дистанцией. Основным ее отличием от предыдущего метода является сохранение большей амплитуды вектора напряжения, но при этом изменяется и фаза. При анализе коэффициента модуляции видно, что данный вид перемодуляции постепенно увеличивает значение  $MI$  и достигает 0,98. Как и в предыдущем варианте, остается неиспользованным около 2 % напряжения на преобразователе [6]. Метод с минимальной ошибкой по амплитуде «поворачивает» вектор напряжения в сторону ближайшего угла шестиугольника до его касания шестиугольника или достижения угла. Таким образом, в момент, когда длина вектора напряжения становится равна  $2/3 \cdot U_{dc}$ , система приходит к шестиступенчатой модуляции. Поскольку результирующие вектора близки к вершинам ограничивающего шестиугольника, коэффициент модуляции быстро возрастает в нелинейной области [7]. Отклонение составляет менее 5 % и может быть скомпенсировано замкнутой системой управления.

### **VIII. Результаты моделирования**

На рис. 5 представлены результаты моделирования предложенной системы управления в зоне ослабления поля. Скорость ротора составляет 1,1 о.е. от номинальной. Команда момента изменяется с 0,1 до 0,7 о.е. от номинального значения. При этом используется коэффициент наклонной прямой для формирования команды момента без учета ограничений по напряжению. Как было отмечено ранее, на скорости, близкой к номиналь-

ной, ограничения по напряжению достигаются только во время переходного процесса. Для ограничения команды напряжений используется метод перемодуляции с постоянной амплитудой. Как показано на рис. 5, при достижении потоком своего максимального для этой зоны значения вектор  $u_{dqs}$  выходит из линейной зоны, а применение перемодуляции вызывает искажения в формах тока. Тем не менее, система управления остается стабильной, что доказывает применимость данного метода перемодуляции для ограничения команды напряжений, а также возможность использования рассчитанных ранее коэффициентов для формирования наклонной команды момента.

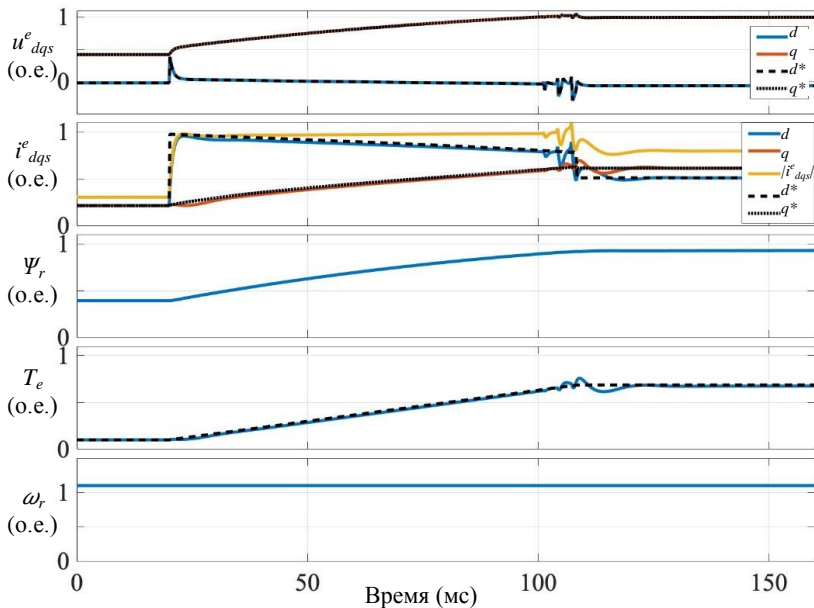


Рис. 5. Результат моделирования предложенной системы управления с ограничениями по напряжению во время переходного процесса.

Команда момента изменяется от 0,1 до 0,7 о.е. Скорость вращения ротора равна 1,1 от номинальной величины. Сверху вниз:  $dq$  напряжения статора,

$dq$  токи статора, поток ротора, момент, скорость ротора

### IX. Заключение

В работе рассмотрены методы перемодуляции при достижении ограничений по напряжению во время переходного процесса. Представлены три основных метода перемодуляции: с минимальной ошибкой по фазе, с



минимальной дистанцией и с минимальной ошибкой по амплитуде. Проанализирована возможность применения каждого из методов для перехода к шестиступенчатой модуляции. Перемодуляция с минимальной ошибкой по амплитуде позволяет перейти от линейного режима работы к шестиступенчатой модуляции, причем достаточно быстро для применения в предложенной системе управления. Это дает возможность использования всего доступного на преобразователе напряжения для поддержания работы регуляторов тока во время переходного процесса.

*Исследования выполнены при финансовой поддержке Российского научного фонда (грант №15-19-20057П).*

© Попов А.А., 2019  
© Попова В.А., 2019  
© Гуляев И.В., 2019  
© Briz del Blanco F., 2019

### Библиографический список

- [1] Kwon C., Suhdooff S.D. An adaptive maximum torque per amp control strategy // Proceeding of the IEEE International Conference on Electric Machines and Drives. 2005. P. 783-788.
- [2] Popov A., Lapshina V., Gulyaev I., Briz F. Improving the dynamic response of FOC induction machines operated with reduced rotor flux // Proceeding of the 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives, January, 2018. Ural, Russia. IWED-2018.
- [3] Popov A., Lapshina V., Briz F. Gulyaev I. Dynamic operation of FOC induction machines under current and voltage constraints // Proceedings of the 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE-2017). 2017, P. 1-10.
- [4] Hava A.M., Kerkman R.J., Lipo T.A. Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies: Analysis, comparison, and design // IEEE Transactions on Power Electronics. 1998. № 13 (4). P. 674-689.
- [5] Lin Y., Lai Y.S. Voltage control technique for the extension of DC-link voltage utilization of finite-speed SPMSM drives // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2012. № 59 (9). P. 3392-3402.
- [6] Kwon T.S., Sul S.K. Novel antiwindup of a current regulator of a surface-mounted permanent-magnet motor for flux-weakening control // IEEE Transactions on Industry Applications. 2006. № 42 (5). P. 1293-1300.
- [7] Bolognani S., Zigliotto M. Novel digital continuous control of SVM inverters in the overmodulation range // IEEE Transactions on Industry Applications. 1997. № 33 (2). P. 525-530.

A.A. Popov<sup>1</sup>, V.A. Popova<sup>1</sup>,  
I.V. Gulyaev<sup>1</sup>, F. Briz del Blanco<sup>2</sup>

## IMPROVING THE DYNAMIC CHARACTERISTICS OF AN INDUCTION MOTOR USING VARIOUS OVERMODULATION METHODS FOR ENERGY EFFICIENT CONTROL

<sup>1</sup> National Research Ogarev Mordovia State University  
Saransk, Russia  
<sup>2</sup> University of Oviedo  
Oviedo, Spain

**Abstract.** The problem of energy saving continues to be a relevant issue in the global economy. At the same time electric drive is the main consumers of energy. The efficiency of drives is another topical issue too and a great deal of research is being carried out to solve this problem. The main thing for efficient control is low dynamic that makes it unacceptable in industry application. In motors, which are regularly operated at low load for a long time the flux level should be reduced. In this case, the dynamics of the motor will be defined by the rotor time constant. The proposed method improves the dynamic of induction motor (IM) under FOC. This is done by using all available inverter resource to increase rotor flux. The step-like command of torque is replaced by ramp-like command. This type of command reduces the stress on the mechanical transmission and improves the electric drive dynamics. This paper considers overmodulation methods during the transient process.

**Keywords:** electric drive dynamics, FOC, induction motor, MatLab, MTPA, overmodulation methods, simulation.

### References

- [1] C. Kwon and S.D. Suhdooff, «An adaptive maximum torque per amp control strategy», in proc. *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, 2005, pp. 783-788.
- [2] A. Popov, V. Lapshina, I. Gulyaev and F. Briz, «Improving the dynamic response of FOC induction machines operated with reduced rotor flux», in proc. *25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives*, Jan. 2018, Ural, Russia, IWED-2018.
- [3] A. Popov, V. Lapshina, F. Briz and I. Gulyaev, «Dynamic operation of FOC induction machines under current and voltage constraints», in proc. *19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE-2017)*, pp.1-10.
- [4] A.M. Hava, R.J. Kerkman and T.A. Lipo, «Carrier-based PWM- VSI overmodulation strategies: Analysis, comparison, and design», *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 674-689, Jul. 1998.

- 
- [5] Y. Lin and Y.S. Lai, «Voltage control technique for the extension of DC-link voltage utilization of finite-speed SPMSM drives», *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 9, pp. 3392-3402, Sep. 2012.
  - [6] T.S. Kwon and S.K. Sul, «Novel antiwindup of a current regulator of a surface-mounted permanent-magnet motor for flux-weakening control», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 5, pp. 1293-1300, Sep.-Oct. 2006.
  - [7] S. Bolognani and M. Zigliotto, «Novel digital continuous control of SVM inverters in the overmodulation range», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 2, pp. 525-530, Mar., Apr. 1997.